

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ  
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»  
Інститут телекомунікаційних систем  
Кафедра Телекомунікаційних систем**

«На правах рукопису»  
УДК \_\_\_\_\_

«До захисту допущено»  
Завідувач кафедри  
\_\_\_\_\_ Л.О. Уривський  
«\_\_» \_\_\_\_\_ 20\_\_ р.

**Магістерська дисертація  
на здобуття ступеня магістра  
зі спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка  
на тему: «Оцінка ефективності систем з технологіями безпроводового доступу»**

Виконала:  
студентка II курсу, групи ТС-371мп  
Захарова Світлана Віталіївна  
Керівник:  
доцент, кандидат технічних наук  
Мошинська Аліна Валентинівна  
Рецензент:

\_\_\_\_\_  
\_\_\_\_\_  
\_\_\_\_\_

Засвідчую, що у цій магістерській дисертації  
немає запозичень з праць інших авторів без  
відповідних посилань.  
Студентка \_\_\_\_\_

Київ – 2018

**Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»  
Інститут телекомунікаційних систем  
Кафедра Телекомунікаційних систем**

Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо-професійною програмою  
Спеціальність (спеціалізація) – 172 «Телекомунікації та радіотехніка» (172.3620.1  
«Телекомунікаційні системи та мережі»)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

\_\_\_\_\_ Л.О. Уривський

«\_\_\_» \_\_\_\_\_ 20\_\_ р.

### ЗАВДАННЯ

**на магістерську дисертацію студенту**

**Захаровій Світлана Віталіївна**

1. Тема дисертації «Оцінка ефективності систем з технологіями безпроводового доступу», науковий керівник дисертації Мошинська Аліна Валентинівна, доцент, кандидат технічних наук затверджені наказом по університету від «\_\_\_» \_\_\_\_\_ 20\_\_ р. № \_\_\_\_\_
2. Термін подання студентом дисертації \_\_\_\_\_
3. Об'єкт дослідження - системи з технологіями UMTS і LTE.
4. Предмет дослідження ефективність систем з технологіями UMTS і LTE.
5. Перелік завдань, які потрібно розробити:
  1. Загальний огляд систем з технологіями безпроводового доступу.
  2. Аналіз показників ефективності в телекомунікаційних мережах.
  3. Аналіз методик оцінки інформаційної ефективності в системах з безпроводовим доступом.
  4. Визначення показників пропускної спроможності і продуктивності в системах при заданій якості обслуговування.
  5. Визначення показника інформаційної ефективності в системах з технологіями LTE, UMTS на основі критерія ефективності.

6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу

7. Орієнтовний перелік публікацій

8. Дата видачі завдання \_\_\_\_\_

#### Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Підготовка і вивчення літератури		
2	Розробка вступу		
3	Розробка 1 розділу		
4	Розробка 2 розділу		
5	Розробка 3 розділу		
6	Підготовка доповіді		
7	Підготовка слайдів та інструкції		
8	Подача роботи керівнику для складання відгуку		
9	Подача роботи рецензенту		
10	Оформлення роботи та подача в бібліотеку		

Студент

Науковий керівник дисертації

С.В.Захарова

А.В.Мошинська

## РЕФЕРАТ

Темою магістерської дисертації є оцінка ефективності систем з технологіями безпроводового доступу.

Робота містить: 77 с., 23 рис., 4 табл., 16 джерел.

Актуальність данної магістерської дисертації полягає в раціональному підході до оцінки роботи телекомунікаційних систем на основі інформаційних характеристик, таких як продуктивність та інформаційна ефективність.

Мета дисертації полягає в оцінці ефективності систем на базі технологій UMTS і LTE за допомогою критерія інформаційної ефективності.

Об'єктом дослідження є системи безпроводового доступу з технологіями UMTS і LTE при заданих стандартах обслуговування.

При виконанні роботи застосовувалась модифікована оцінка ефективності систем на основі показників ефективності А.Г.Зюко. У дисертації були розраховані необхідні показники для систем безпроводового доступу при заданих стандартах технологій.

## ABSTRACT

The topic of the master thesis is evaluating of the system effectiveness with wireless access technologies.

Theme of master's thesis is relevant, because of rational approach on evaluating of the wireless access systems with UMTS and LTE technologies with the specified service standards.

The purpose of the thesis is to evaluate the efficiency of systems based on UMTS and LTE technologies using the information efficiency criterion.

The object of research is a is the wireless access systems with UMTS and LTE technologies with the specified service standards.

In the master thesis was used a modified evaluation of the efficiency of systems based on the A.G.Zyuko research and was calculated the necessary indicators for wireless access systems with the given technology standards.

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ .....	7
ВСТУП .....	10
РОЗДІЛ 1.ЗАГАЛЬНИЙ ОГЛЯД ТЕХНОЛОГІЙ БЕЗПРОВОДОВОГО ДОСТУПУ	11
1.1 Технологія WiMAX .....	12
1.2 Широкосмстові системи сотового зв'язку .....	16
1.2.1 UMTS та CDMA 2000 .....	17
1.2.2 LTE.....	19
1.2.3 5G .....	21
1.3 Супутникові системи радіо доступу .....	24
1.4 Висновки з розділу 1 .....	25
РОЗДІЛ 2. ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ СИСТЕМ ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ	27
2.1 Обґрунтування критерія інформаційної ефективності в системах	
БЕЗПРОВОДОВОГО ДОСТУПУ. ....	27
2.2 Аналіз застосування кодів для підвищення ефективності систем .....	33
2.3 Методики оцінки інформаційної ефективності в системах безпроводового	
доступу .....	45
2.4 Висновки з розділу 2 .....	55
РОЗДІЛ 3. ОЦІНКА ІНФОРМАЦІЙНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ СИСТЕМ З	
ТЕХНОЛОГІЯМИ UMTS І LTE. ....	56
3.1 Оцінка інформаційної ефективності системи з технологією UMTS .....	56
3.2 Оцінка інформаційної ефективності системи з технологією LTE .....	65
3.3 Висновки з розділу 3 .....	72
ВИСНОВКИ.....	74
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ .....	77

## ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

ANSI	American National Standards Institute – Американський національний інститут стандартів
BRAS	Broadband Radio Access System – маршрутизатор широкосмугового віддаленого доступу
BWA	Broadband Wireless Access - широкосмуговий безпроводовий доступ
CAP	Carrierless Amplitude Modulation/Phase Modulation - амплітудно-фазова модуляція з подавленням несучої
CDMA	Code Division Multiple Access - множинний доступ з кодовим розділенням каналів
CPE	Customer Premise Equipment - телекомунікаційне обладнання, розташоване в приміщенні абонента / клієнта
CPN	Customer Premise Network – абонентська мережа
CRC	Cyclic Redundancy Check – циклічний надлишковий код
DHCP	Dynamic Host Configuration Protocol — протокол динамічної конфігурації вузла
EDGE	Enhanced Data rates for GSM Evolution - технологія передачі даних, що забезпечує передачу великих обсягів інформації в мережі мобільного зв'язку
ETSI	European Telecommunications Standards Institute – Європейський інститут телекомунікаційних стандартів
FDD	Frequency Division Duplex – дуплексна передача з частотним розділенням
GPRS	General Packet Radio Service - загальний сервіс пакетної радіопередачі
GSM	Global System for Mobile Communications - глобальна система мобільного зв'язку
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers - Інститут інженерів з електротехніки та електроніки
IMT	International Mobile Telecommunications – міжнародні мобільні телекомунікації

IP	Internet Protocol - Інтернет протокол
ITU	International Telecommunication Union - Міжнародний союз електрозв'язку
LTE	Long Term Evolution - назва мобільного протоколу передачі даних
MIMO	Multiple Input Multiple Output - системи зв'язку з рознесеними передавальними і приймальними антенами
MMS	Multimedia Messaging Service - служба мультимедійних повідомлень
NRZ	Non Return to Zero – бінарне кодування без повернення до нуля
NVF	Network Functions Virtualization – віртуалізація мережевих функцій
OFDMA	Orthogonal Frequency-Division Multiple Access - Мультиплексування з ортогональним частотним поділом множинного доступу
QAM	Quadrature Amplitude Modulation - квадратурно-амплітудна модуляція
RFID	Radio frequency identification - радіочастотна ідентифікація
SC-FDMA	Single Carrier Frequency Division Multiple Access - багаторівневий доступ з однією несучою частотою
SDN	Software-Defined Networking - програмно-конфігурована мережа
SHDSL	Symmetric High-bit-rate DSL - симетрична цифрова абонентська лінія з високою бітовою швидкістю
SNR	Signal-To-Noise Ratio – відношення сигнал/шум
TDD	Time Division Duplex – дуплексна передача с часовим розділенням
UMTS	Universal Mobile Telecommunications Service - універсальна мобільна телекомунікаційна система
VPN	Virtual Private Network – віртуальна приватна мережа
VR	Virtual Reality – віртуальна реальність
VSAT	Very Small Aperture Terminal - мала супутникова наземна станція
WAP	Wireless Application Protocol - протокол безпроводної передачі даних
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access - широкосмуговий множинний доступ із кодовим розподілом каналів
WDM	Wavelength Division Multiplexing - Спектральне ущільнення каналів



передачі

**WiMAX** Worldwide Interoperability for Microwave Access Стандарт IEEE 802.16 — стандарт бездротового зв'язку, що забезпечує широкосмуговий зв'язок на значні відстані зі швидкістю, порівняною з кабельними з'єднаннями.

## ВСТУП

В теорії мереж зв'язку питанням оцінки ефективності створення та експлуатації мереж завжди приділялася велике значення. Безсумнівно, що вдосконалення і розвиток мереж зв'язку і мережевих технологій обумовлюється не тільки зростанням потреб користувачів в послугах зв'язку і зростанням вимог до якості обслуговування, а й прагненням до підвищення ефективності мереж зв'язку. Об'єктивність порівняльної оцінки мереж за показником ефективності може бути основою тарифікації.

Метою даної роботи є оцінка ефективності систем з технологіями UMTS і LTE за допомогою показника інформаційної ефективності. В даний час відомі різні підходи до вибору показників, використовуваних для оцінки ефективності функціонування мереж зв'язку. Сучасні системи передачі інформації (СПІ) є складними технологічними комплексами, для функціонування яких потрібні значні просторові, частотні та енергетичні ресурси. В свою чергу, ефективність використання ресурсів безпосередньо пов'язана з властивостями сигналів – переносників інформації. Властивості сигналів визначають достовірність, а значить і надійність передавання інформації в межах фізичних ресурсів, наданих СПІ. Тому оцінка на фізичному рівні ефективності СПІ та систем зв'язку як транспортної складової СПІ в рамках запропонованого матеріалу є частиною загальносистемних досліджень інформаційно-телекомунікаційних систем.

В даній роботі використана модифікована методика оцінки ефективності систем передавання інформації, запропоновану проф. Зюко А.Г., не змінюючи її фізичної сутності, наступними новими можливостями.

## РОЗДІЛ 1.ЗАГАЛЬНИЙ ОГЛЯД ТЕХНОЛОГІЙ БЕЗПРОВОДОВОГО ДОСТУПУ

На даний час розвиток широкосмугового безпроводового доступу точніше за все можна охарактеризувати як вибуховий. Цьому сприяють значно зрослі потреби у високошвидкісних технологіях передачі мультимедійного трафіку. Постійне прагнення користувачів до безпроводової незалежності і дуже помітні економічні вигоди від використання безпроводових технологій. У даній галузі відбувається бурхливий підйом досліджень, народжуються нестандартні технології і визначаються нові наукові напрямки. Все це визначає високу актуальність у науково-технічному забезпеченні розглядуваного безпроводового напрямку розвитку телекомунікаційних систем доступу.

Сам термін (BWA — Broadband Wireless Access) широкосмуговий безпроводовий доступ означає забезпечення з'єднань зі швидкостями передачі більш ніж 2,048 Мбіт/с (E1) або 1,544 Мбіт/с (T1). У цьому зв'язку синонімом ШБД стало поняття високошвидкісного безпроводового доступу (High Rate Wireless Access), а системи ШБД, які підтримують безпроводових обмін більш ніж одного з таких видів інформації, як графіка, текст, звуку, зображення, дані і відео, називають мультимедійними безпроводовими системами MWS (Multimedia Wireless System).

Для побудови безпроводових телекомунікаційних мереж ШБД міського (регіонального) рівня WirelessMAN слугують так звані, системи широкосмугового радіодоступу (СШР), або в англійській аббревіатурі BRAS (Broadband Radio Access System).

СШР — це система широкосмугового безпроводового доступу зі структурою типу “точка-багатоточка” або “багатоточка-багатоточка” з підтримкою стільникової конфігурації, що формує масштабовану радіозону обслуговування в мікрохвильовому діапазоні довжин хвиль, надає в ній різноманітні види телекомунікаційних послуг і передачу різнорідних видів трафіку із забезпеченням заданої якості обслуговування.

Структура СШР формується за допомогою розгортання в необхідній зоні обслуговування однієї безпроводової точки доступу (базової станції (БС)) і ряду

абонентських терміналів (АТ), яким надається внутрішній обмін інформацією, а також вихід у мережі(зовнішні) за допомогою тієї ж самої точки доступу. При цьому, як правило, від БС до всіх АТ формується один широкосмуговий радіоканал (прямий), а для утворення окремих радіоканалів (зворотних) до БС використовуються різні види багатостанційного доступу. В окремому радіоканалі забезпечуються швидкості передачі інформації від одного до сотень Мбіт/с.

Така система надає можливість створювати фіксовану безпроводову мережу масштабу міста, району і регіону, а також входити (інтегруватися) в мультимедійну високошвидкісну кабельну мережу як радіозасіб “останньої милі”.

### 1.1 Технологія WiMAX

WiMAX - одна з найпопулярніших широкосмугових бездротових технологій сьогодні. Очікується, що системи WiMAX будуть надавати послуги широкосмугового доступу для приватних і корпоративних клієнтів економічним способом. Це стандартизована бездротова версія Ethernet, в першу чергу призначена для забезпечення широкосмугового доступу до приміщень замовника (наприклад, кабельні модеми, лінії DSL і T1 / E1)[15]. Також це промислова торгова організація, створена провідними компаніями в області комунікацій, компонентів та обладнання для просування і сертифікації сумісності обладнання широкосмугового бездротового доступу, яке відповідає стандартам IEEE 802.16 і ETSI HIPERMAN.

WiMAX буде працювати подібно Wi-Fi, але на більш високих швидкостях для великих відстаней і для більшого числа користувачів. WiMAX має можливість надавати послуги в областях, які важко вклинитися. WiMAX був створений в квітні 2001 року в очікуванні публікації оригінальних специфікацій IEEE 802.16 10-66 ГГц. WiMAX відповідає 802.16, так як Wi-Fi-альянс відповідає 802.11.

Стандартом 802.16а для 2-11 ГГц є технологія бездротового міської мережі (MAN), яка забезпечить широкосмугове бездротове підключення до стаціонарних, портативних і кодовою пристроїв. Його можна використовувати для підключення гарячих точок 802.11 до Інтернету, забезпечення можливості підключення до кампусу і забезпечення бездротового альтернативи кабелю.

## Швидкість і діапазон WiMax

Очікується, що WiMAX спочатку запропонує пропускну здатність до 40 Мбіт / с для кожного бездротового каналу як для стаціонарних, так і для портативних додатків в залежності від конкретної технічної конфігурації. , WiMAX може підтримувати голосове і відео, а також дані Інтернету.

WiMax розроблений для забезпечення бездротового широкосмугового доступу до будівель, або в конкуренції з існуючими, дротовими або малонаселеними районами. Гарячі точки WLAN в Інтернет. WiMAX також призначений для забезпечення широкосмугового підключення до мобільних пристроїв. Це буде не так швидко, як в цих фіксованих додатках, але очікується, що пропускна здатність близько 15 Мбіт / с в зоні покриття 3 км[15].

WiMAX потенційно може бути розгорнуто в різних діапазонах спектру: 2,3 ГГц, 2,5 ГГц, 3,5 ГГц і 5,8 ГГц.

### Можливості WiMAX:

— може задовольнити безліч потреб в доступі. Потенційні програми включають в себе розширення широкосмугових послуг, DSL і T1, WiFi і стільникового зв'язку, надання останнього 100-метрового доступу до оптоволоконному кабелю і надання постачальникам послуг ще одного економічного варіанта підтримки широкосмугових послуг;

— може підтримувати рішення з високою пропускнуною спроможністю, де потрібні широкомасштабні розгортання (т. Е > 10 МГц), з використанням існуючих витрат на підтримку інфраструктури, забезпечуючи пропускну здатність, необхідну для підтримки всього спектру мультимедійних мультимедійних послуг;

— може допомогти постачальникам послуг вирішити багато з проблем, з якими вони стикаються, збільшуючи вимоги своїх клієнтів, не відмовляючись від своїх існуючих інвестицій в інфраструктуру, оскільки він має можливість безперешкодно взаємодіяти між різними типами мереж;

— може забезпечити широке охоплення і якість обслуговування для додатків, починаючи від в режимі реального часу з затримкою передачі голосу по IP (VoIP) до потокового відео в реальному часі і завантаження в режимі реального часу. Чекайте всіх типів зв'язку;

— може бути інтегрована в мобільні і бездротові мережі третього покоління третього покоління (3G).

В кінцевому підсумку WiMAX буде служити наступним кроком в еволюції.

Також відмінною рисою є масштабована баготорівневість WiMAX. Для мобільних додатків передбачається використання різних частотних планів із смугами частот від 1,25 до 20 МГц разом із технологією OFDMA (OFDM Access), що при використанні 1024 піднесучих дозволяє призначати групи піднесучих для окремих користувачів і забезпечує тим самим, крім TDMA (Time-Division Multiple Access), додаткові можливості багатостанційного доступу, а це дає ще більшу гнучкість у керуванні смугою пропускання - за рахунок оперативного вибору виду модуляції і швидкості завадостійкого коду, а в також і його виду. Для фіксованих додатків використовують частотні плани 7 і 3,5 МГц при частотному дуплексі FDD (Frequency Division Duplex). До 10 МГц при часовому дуплексі TDD (Time Division Duplex). При цьому діють оптимальні алгоритми оцінки каналів в умовах селективно-частотних замирань.

Наявність таких профілів для вищезазначених діапазонів частот викликають, серйозні проблеми сумісності устаткування різних виробників, хоча і змінюються підходи до частотно-територіального планування телекомунікаційних мереж за допомогою технології WiMAX. Також планування мереж WiMAX істотно ускладнюється із врахуванням додаткових можливостей роботи радіоустаткування в умовах непрямой видимості. Таке ускладнення має й позитивні риси. Так, на рівні програмного моделювання було показано, що для стільникової мережі WiMAX з модуляцією OFDMA є можливість побудови мобільної мережі з використанням схеми територіально-частотного планування “1—3—1” (одна частота — три сектори в стільнику — один сегмент у частотному каналі). Такі підходи дають можливість будувати мережі WiMAX з оптимальною спектральною ефективністю в умовах обмеження (часто недостатнього) кількості виділених частотних смуг.

При побудові мереж на прикладі технології WiMAX необхідно враховувати орієнтованість таких мереж, основні функціональні вимоги до них і, як наслідок, можливі мережні архітектури. При цьому основними функціональними вимогами є:

— орієнтованість на фіксовані, портативні і мобільні моделі використання;

- різні моделі обслуговування;
- незалежні, а також взаємодіючі рішення;
- різні області операторів залежно від мереж, з якими або в складі яких буде працювати WiMAX-мережа;
- стандартні інтерфейси зв'язку клієнта і мережі;
- сумісність мереж різних операторів;
- масштабованість мереж;
- мультисервісність мережі (VoIP, відео, потоковий звук) і забезпечення наскрізної якості обслуговування.

Мережі WiMAX можуть бути організовані незалежними або інтегрованими в існуючі операторські мережі. Також мобільні мережі WiMAX можуть впроваджуватись постачальниками послуг Інтернету, постачальниками широкосмугового безпроводового доступу, телекомунікаційними компаніями (DSL і кабельні мережі), операторами традиційних стільникових мереж (GSM, CDMA, WCDMA). Спільними задачами в цих мережах, розв'язуваними за рахунок використання такої мережі WiMAX, може бути знижене навантаження та надання послуг широкосмугового доступу. Для доброго розв'язання цих задач потрібна IP-орієнтована архітектура мереж.

Можна виділити такі основні характеристики побудови мереж широкосмугового доступу на прикладі такої технології, як WiMAX:

- оптимальне об'єднання унікальних можливостей адаптації фізичного рівня устаткування до умов роботи, що змінюються;
- можливість вибору найбільш підходящого профілю устаткування із врахуванням обмеженості виділюваного частотного ресурсу;
- частотно-територіальне планування для забезпечення максимальної пропускної спроможності мережі на прикладі цієї технології;
- IP-орієнтовані архітектурні рішення з організації мереж доступу і взаємодії з іншими мережами;

## 1.2 Широкосмстові системи сотового зв'язку

Бурхливий розвиток Інтернету наприкінці 90-х років XX ст. призвів до того, що багато користувачів стільникового зв'язку захотіли одержати доступ до цієї мережі зі своїх мобільних терміналів. Для цього технологію GSM було доповнено WAP-протоколом (Wireless Application Protocol). Але цей протокол мав ряд недоліків, зокрема він використовував для передачі даних голосовий канал, тому застосовувався абонентами стільникових мереж досить рідко.

У рамках стандарту GSM було розроблено технологію GPRS (General Packed Radio Services), де використовується принцип розділення каналів для передачі голосу і даних, а також зберігається можливість приймати телефонні виклики і SMS-повідомлення під час GPRS-з'єднання.

Після появи технологій GPRS мережі стали іменуватися мережами зв'язку 2,5-го покоління. Розроблювачі і оператори тепер пропонують усе більше й більше додаткових послуг служб передачі даних і мультимедійних послуг. Так, було створено новий формат передачі повідомлень MMS (Multimedia Messaging Service). Він дозволяє відправляти з абонентського терміналу різну мультимедіа-інформацію, наприклад звукозапис, фотографії і навіть відеокліпи.

Активно ведуться роботи зі створення мереж зв'язку третього покоління. МСЕ розробив концепцію створення таких мереж - IMT-2000 (International Mobile Telecommunications). Під мобільним зв'язком третього покоління 3G (3-rd Generation) розуміємо мережу, що забезпечує наступні швидкості передачі даних:

- для нерухомих об'єктів на коротких відстанях (всередині — офісний зв'язок) — 2,048 Мбіт/с.
- для абонентів з низькою мобільністю (до 3 км/ч) — 384 кбіт/с;
- для абонентів з високою мобільністю (до 120 км/ч) — не менш 144 кбіт/с;

У мережах зв'язку третього покоління передача даних істотно домінує над передачею голосової інформації.

Стандарт 3G містить у собі широкий спектр конкуруючих безпроводових технологій: UMTS (Universal Mobile Telecommunications Service) і CDMA.



### 1.2.1 UMTS та CDMA 2000

Система UMTS розроблена в Європі, заснована на еволюційному розвитку стандарту GSM і припускає тривале співіснування систем другого і третього покоління. Одним із кроків цієї еволюції стала технологія HSCSD – високошвидкісна передача даних з комутацією каналів (High Speed Circuit Switched Data). Вона базується на використанні існуючих GSM-каналів, в яких каналні інтервали об'єднуються в групи по чотири, створюючи загальний канал із пропускнуою здатністю 38,4 кбіт/с (4 канали по 9,6 кбіт/с) чи теоретично 57,6 кбіт/с (4 канали по 14,4 кбіт/с). Впровадження цієї технології не змінює інфраструктуру діючої мережі GSM, оскільки модифікуються лише протоколи верхнього рівня, роботу з якими забезпечує прикладна HSCSD-служба передачі даних. Наступним кроком на цьому етапі, як уже вказувалося, стала технологія GPRS, що забезпечує пакетну передачу на швидкості до 114 кбіт/с. Далі на шляху до UMTS передбачене застосування технології збільшеної швидкості передачі даних EDGE (Enhanced Data Rates for the Global Evolution).

В основі технології CDMA 2000 лежить принцип еволюційного переходу від вузькосмугових систем з кодовим розділенням каналів (стандарт IS-95) до широкосмугових систем CDMA.

Спільні риси архітектур:

- паралельні коди Turbo для більш високих швидкостей передачі даних,
- безперервна зворотна операція лінії зв'язку (висхідній лінії зв'язку).
- змінний коефіцієнт розширення для досягнення більш високих datarates.
- мінлива довжина ортогональних послідовностей Уолша, які використовуються для прямої лінії зв'язку (низхідній лінії зв'язку).
- функції Уолша з ортогональним, які поділяють користувачами паралельних кодових каналів на зворотній лінії зв'язку (висхідній лінії зв'язку).
- швидке управління потужністю по прямій лінії зв'язку (низхідній лінії зв'язку), а також зворотної лінії зв'язку (висхідній лінії зв'язку).
- зворотна лінія зв'язок неортогональної (висхідна лінія зв'язку) на основі кодів скремблювання PN.

- згорткові коди, що використовуються в якості вихідних (ідентичних полиномов).

- м'яка передача обслуговування і мобільна допомога процедура жорсткої передачі обслуговування міжчастотної.

Відмінними рисами архітектури CDMA 2000 є:

- ефективність системи сигналізації при передачі різних видів інформації, що дає можливість знизити витрати на передачу службового трафіку і, тим самим, підвищити пропускну спроможність системи;

- можливість надання користувачам широкого комплексу послуг із забезпеченням вимог якості обслуговування для різних категорій користувачів;

- можливість впровадження нових протоколів і послуг без пред'явлення додаткових вимог до існуючих мереж;

- можливість взаємодії з існуючими і перспективними IP-мережами і мережами з комутацією каналів;

- надійність системи і плавна “деградація” у випадку відмови окремих елементів мережі;

- еволюційний перехід від існуючих систем CDMA до мереж зв'язку третього покоління.

- погодженість з ієрархічною структурою систем третього покоління.

Початкова реалізація CDMA 2000 1X забезпечує максимальну швидкість передачі даних до 153,6 кбіт/с, удосконалений стандарт CDMA 2000 1xEV-DO дає можливість збільшити швидкість передачі до 2,4 Мбіт/с.

Останнім часом на ринку стільникового зв'язку з'явилися системи CDMA, що працюють у діапазоні 450 МГц, — CDMA 450. Швидкість передачі даних у мережі CDMA 450 приблизно відповідає швидкостям в HSCSD.

На відміну від еволюційного переходу до нових технологій третього покоління у рамках концепції IMT-2000 передбачена і революційна стратегія в рамках технології WCDMA. Вона передбачає повну заміну обладнання і програмного забезпечення.

Таблиця 1.1 Порівняльна характеристика CDMA2000 та UMTS

	<i>cdma2000</i>	<i>W-CDMA</i>
<i>Core network</i>	<i>ANSI-41</i>	<i>GSM MAP</i>
<i>Chip rate</i>	<i>3.6864 Mcps</i>	<i>4.096 Mcps (Docomo)</i> <i>3.84 Mcps (UMTS)</i>
<i>Synchronized BS</i>	<i>Yes</i>	<i>No/Yes (optional)</i>
<i>Frame length</i>	<i>20 ms</i>	<i>10 ms</i>
<i>Multicarrier spreading options</i>	<i>Yes</i>	<i>No</i>
<i>Voice coder</i>	<i>EVRC</i>	<i>ACELP</i>
<i>Over head</i>	<i>Low (because of shared pilot code channel)</i>	<i>High (because of nonshared pilot code channel)</i>

### 1.2.2 LTE

Система LTE була розроблена для того, щоб надати користувачам доступ до всіляких сервісів, а також до мережі Інтернет за допомогою протоколу IP. Мережа LTE, складається з безлічі вузлів. Всі вузли мережі прийнято ділити на дві категорії. Вузли, що відносяться до мережі радіодоступу (радіозв'язку), і вузли – базової мережі (core network). Ключовий елемент, що визначає ефективність будь-якої радіомережа, є алгоритми і механізми, що використовується для передачі даних між базовою станцією БС і мобільні станції МС. Далі розглядаються основні характеристики мережі LTE, що відносяться до мережі радіодоступу.

Для забезпечення двобічної передачі даних між БС і МС технологією LTE підтримується як частотний (FDD), так і часовий дуплекс (TDD). Для частотного дуплексу визначено 15 парних частотних діапазонів (від 800 Частоти до 3.5 МГц ГГц), а для часового - 8. При цьому, ширина радіоканалу може бути різною. Можливі наступні значення: 1,4, 3, 5, 10, 15 і 20 МГц. Як систем множинного

доступу в LTE використовуються OFDMA (Orthogonal Frequency-Division Multiple Access) в низхідному каналі і SC-FDMA в висхідному каналі[14].

При використанні технології OFDMA всього наявний спектр розбивається на піднесущі, ортогональному один друг. Залежно від використовуваної ширини каналу загальна кількість тих, що під несущих може бути 72, 180, 300, 600, 900 або 1200. Кожна піднесущих може мати свій вид модуляції. Це можуть бути такі модуляції: 16QAM, 64QAM, QPSK. Множинний доступ організовується за рахунок того, що одна частина піднесущих виділяється одному користувачеві до кадри, інша частина - другому користувачеві і т.д.

Основний плюс технологія OFDMA полягає в тому, що вона дозволяє боротися при прийомі сигналу з негативними ефектами, викликаним багатопроменевим поширенням. Однак, цій технології так само притаманні і деякі недоліки. Основна з них полягає в тому, що дана технологія дуже чутлива до синхронізації по частоті. А також, що згенерований OFDMA сигнал має високий PAPR (Peak to Average Ratio). Це в свою чергу сказується на тому, що використовуваний підсилювач сигналу буде працювати в нелінійних ділянках своєї характеристики. Тому його ефективність буде низька, що досить критично для пристроїв з обмеженим запасом енергії (мобільні термінали). Через це в висхідному каналі LTE використовується інша технологія множинного доступу, а саме SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access). Відмінність SC-FDMA від OFDMA полягає в тому, що в SC-FDMA використовується додаткова обробка сигналу для зниження PAPR. У SC-FDMA як такої додаткової обробки сигналу використовується перетворення Фур'є. Так само, як і в низхідному каналі, в висхідному каналі можуть використовуватися такі види модуляції: QPSK, 16QAM, 64QAM.

Стандарт LTE також підтримує технологію передачі MIMO (Multiple Input Multiple Output), яка дозволяє істотно збільшити пікову швидкість передачі даних і значення спектральної ефективності[14]. Суть технології MIMO полягає в тому, що при передачі і прийомі даних використовується кілька антен з кожного боку. Різні антени можуть передавати одні й ті ж дані, в цьому випадку підвищується надійність передачі даних, але не швидкість передачі. Також різні антени можуть

передавати різні потоки даних, при цьому збільшується швидкість передачі даних. Максимально в низхідному каналі технології LTE підтримується схема 4x4. Це означає, що на передавальній і приймальній стороні використовується по чотири антени. У цьому випадку швидкість передачі даних може бути збільшена до 4-х разів (в дійсності трохи менше через збільшення кількості пілотних сигналів).

При використанні технології MIMO і ширині каналу 20 МГц максимальна швидкість передачі даних може досягати 300 Мбіт/с в низхідному каналі і 170 Мбіт/с у висхідному.

У вимогах до LTE, значення спектральної ефективності вказані 5 біт/с/Гц для низхідного каналу і 2,5 біт/с/Гц для висхідного каналу (що відповідає швидкостям передачі даних в 100 Мбіт/с і 50 Мбіт/с). При цьому високі показники продуктивності повинні підтримуватися для мобільних користувачів, які прямують зі швидкістю до 120 км/год.

Отже, за технічними характеристиками мережі LTE значно перевищують системи, що відповідають базовим стандартам групи 3G. У цьому зв'язку деякі експерти називають LTE мережами покоління 3,99, підкреслюючи як їх явну близькість до систем четвертого покоління, так і відмінності від технологій “справжніх” мереж 4G.

### 1.2.3 5G

Про мережах четвертого покоління (4G) варто сказати, що їх ключовою особливістю для залучення абонентів стала висока швидкість. Але, як показала практика, швидкість не є ключовим фактором. Не варто також забувати про таких параметрах як ємність мережі, затримки при передачі пакетів і інші фактори. І так як в мережах 5G планується робота колосальної кількості пристроїв, починаючи від кавоварок, холодильників і закінчуючи автомобілями, то необхідно серйозне поліпшення основних параметрів бездротових мереж, а саме збільшення швидкості передачі даних до безлічі абонентів, збільшення ємності мереж і зменшення затримок.

Досягти цього планується наступним чином: Збільшення пропускної здатності мережі більше 10 Гбіт / сек.;

- Кількість одночасних підключень до 100 мільйонів пристроїв на 1 квадратний кілометр;
- Забезпечення зменшення затримки в мережі до 1 мс;
- Виділення кожному сервісу певної ємності ресурсів.

### Віртуалізація в 5G -мережах

Однією з основних технологій в мережах п'ятого покоління стане "Інтернет речі". Інтернет речі - це не тільки багато різних приладів і датчиків, які об'єднані між собою дротовими і бездротовими каналами зв'язку і підключених до мережі Інтернет, це більш тісна інтеграція реального та віртуального світів, в яких спілкування відбувається між людьми і пристроями. Для реалізації цього будуть застосовуватися такі технології як бездротові сенсорні мережі і RFID- (метод автоматичної ідентифікації об'єктів). Таким чином, впровадження "Інтернет речей" в мережі п'ятого покоління 5G дозволить не тільки взаємодіяти в єдиній мережі колі побутових гаджетів і пристроїв (смарт-годинник, пристрої VR, планшети і смартфони), але і дозволить охопити всі сфери діяльності людини (технологія розумний будинок і розумне місто).

### Охоплення технології 5G в житті людини

Варто також відзначити, що технологія 5G планує стати по-справжньому конвергентною технологією. Конвергенція має на увазі під собою угруповання окремих компонентів мережу, в єдиному оптимизированном обчислювальному комплексі. Організація цього комплексу планується за допомогою віртуалізації обладнання. Тобто оператори за рахунок набору серверів і DATA-центрів організовуватимуть віртуальне обладнання для обробки і зберігання даних, в той час як фізичне устаткування використовуватиметься лише для передачі користувальницького трафіку. Таким чином буде зменшення кількості обладнання для однієї базової станції, а якщо врахувати що все це буде таким собі хмарою, то

оператор матиме доступ в будь-яку точку мережі для динамічного налаштування того чи іншого сегмента мережі.

В основі все цього буде покладена технологія SDN - мережа передачі даних, в якій рівні управління мережею відділений від пристроїв передачі даних і реалізується програмно, і NVF - це концепція мережевої архітектури, що пропонує використовувати технології віртуалізації цілих класів функцій мережевих вузлів у вигляді складових елементів, які можуть бути пов'язані один з одним або пов'язані в ланцюг для створення телекомунікаційних послуг (сервісів).

### Мережі за запитом в 5G

Як відомо, під організацією конкретної задачі мережі (мережа смартфонів, розумний будинок і т.д.) існують вже готові рішення з набором параметрів і конкретним обладнанням. Мережі 5G за рахунок віртуалізації і технології мережі "при потребі" пропонує заздалегідь організувати сервера і DATA-центри для операторів з урахуванням всіх вимог для мережі.

### Архітектура мереж п'ятого покоління

Проблему з покриттям і доступністю до мережі було вирішено змінити шляхом орієнтування на абонентів, тобто радіопокриття мережі буде підлаштовуватися під потреби абонентів на відміну від мереж минулого покоління. Планується застосування автоматичних фазованих антенних решіток, здатних динамічно змінювати діаграми спрямованості антенних систем. Також планується використання всього доступного частотного діапазону, зокрема використання міліметрового діапазону на коротких відстанях.

Стосовно питання про мережеву архітектурі 5G, то тут варто виділити три підсистеми (хмари):

- Транспортне хмара (вперед) - фізична передача даних в мережу з високою надійністю, швидкістю і балансуванням навантаження;
- Хмара управління (Control) - управління сесій, мобільність і якість послуг;

— Хмара доступу (Access) - мається на увазі включення як розподілених, так і централізованих технологій і систем доступу. Також планується зворотня сумісність з мережами 4G і 3G.

### 1.3 Супутникові системи радіо доступу

Супутникові телекомунікаційні системи (СТС) мають ряд унікальних характеристик, які вигідно виділяють їх серед інших систем і мереж телекомунікацій. При цьому супутникові системи активно конкурують із наземними системами, а також гармонійно доповнюють їх.

На даний час можна виділити такі основні особливості сучасних СТС.

— Висока імовірність та швидкість передачі інформації — це робота через геостационарний сучасний супутник, яка можлива при малій імовірності помилки на швидкості цифрових каналів до 155 Мбіт/с.

— Велика зона покриття (обслуговування) СТС — дає можливість організовувати зв'язок між об'єктами, що географічно віддалені, а також розташованими у важкодоступних районах і охоплювати, при трансляції широкомовних програм, велику глядацьку аудиторію.

— Конфіденційність системи — в цих системах використовуються спеціальні методи кодування при передачі даних між вузлами супутникових систем. При цьому для кожного вузла береться спеціальний канал зв'язку, а перехват інформації вимагає колосальних витрат і тому економічно не вигідне.

— Висока надійність супутникових каналів — дозволяє використовувати їх для резервування окремих ділянок наземних мереж. Середнє значення часу напрацювання на відмову для термінальної малогабаритної станції VSAT (Very Small Aperture Terminal) перевищує 100000 год., а термін активного існування сучасних геостационарних супутників досягає 18—14 років.

— Інтеграція послуг — по супутникових мережах передаються дані, голос, відео, підтримуються практично всі комунікаційні інтерфейси і протоколи. Супутникові системи можуть використовуватися для визначення координат,



надання послуг Інтернет, замовлення авіаційних і залізничних квитків ретрансляції телевізійних каналів, проведення лотерей тощо.

— Полізаastosування — система може одночасно використовуватися комерційними або державними структурами.

— Швидкість розгортання — ці системи розгортаються в найкоротший термін (3—4 год.), забезпечують канали дальнього зв'язку при істотно менших порівняно з наземними мережами капітальних витратах.

— Експлуатаційна гнучкість — це свобода маневру пропускною здатністю, можливість оперативно додавати і відкидати вузли, змінювати конфігурацію переданого трафіку, простота контролю і діагностики роботи устаткування.

— Висока економічна ефективність — вартість передачі трафіку у такому каналі майже не залежить від відстані між кореспондентами. Також вигідно відрізняють супутникові системи від інших систем відносно недорогого устаткування, малі експлуатаційні витрати, локальний характер будівництва.

— Рішення проблеми “останньої милі” — малогабаритні земні станції VSAT можна встановлювати в безпосередній близькості до мережного і при кінцевого устаткування користувача.

#### 1.4 Висновки з розділу 1

В першому розділі, головним чином, розглядалися технології з безпроводовим доступом, а саме WiMAX, UMTS, CDMA, LTE, 5G. Більш детально розглядалися технології третього та четвертого покоління так, як ці технології базові для розрахунків.

Протягом останніх п'яти років технологія LTE є, головним ньюсмейкером у світі мобільного зв'язку. Хоча при цьому враховувалися тільки ті системи та мережі, у яких клієнти мають змогу придбати собі абонентський пристрій і укласти контракт на використання послуг. З моменту появи перших стандартів на LTE в науовому середовищі розгорнулася велика дискусія між апологетами WiMAX та прихильниками цієї технології. Тільки другим вдалося досить переконливо гарно довести, що LTE має перевагу по таких ключових характеристиках, як спектральна

ефективність, швидкість передачі, і середня пропускна здатність мобільного телефону, що і повинно бути при використанні нової технології. Після того як оператори мобільного зв'язку обрали LTE, про плани міграції на мережу четвертого покоління стали говорити також компанії, які спочатку орієнтувалися на WiMAX.

МСЕ сформулював вимоги до систем IMT Advanced (4G), які повинні прийти на зміну вимогам до IMT 2000, тобто мережі третього покоління. Одна з головних характеристик – є саме забезпечення пропускої здатності до 1 Гбіт/с для об'єктів з низьким ступенем мобільності (low mobility) і забезпечення пропускну здатності 100 Мбіт/с для об'єктів, що пересуваються з високою швидкістю (high mobility). До першого можна віднести, наприклад, пішохода, що рухається, до других – автомобіль. Навіть теоретична макисмальна швидкість завантаження інформації у мережі LTE при використанні схеми MIMO 4x4 (326 Мбіт/с) не відповідає цій умові.

В мережах четвертого покоління для досягнення необхідних швидкостей технології LTE Advanced передбачена можливість об'єднання до 5 несучих (частотних смуг) по 20 МГц – це максимальна смуга для LTE. Тобто, чисто теоретично оператор може використовувати смугу й 100 МГц, що може забезпечити перевищення цільової планки швидкості 1 Гбіт/с. Важливо, що агрегація забезпечується як для сусідніх несучих, так і несучих з різних частотних ділянок, що підвищує свободу маневру оператора при використанні наявного радіоресурсу.

Варто пам'ятати і про п'ятого покоління. В наш час досить складно говорити про терміни та можливості реалізації комерційних мереж 5G, тільки за умови, що поки не введений цей стандарт, але розробники взялися за мережі нового покоління дуже ршвидко, і їх розробки навіть випереджають вихід нового стандарту. Якщо, розробникам мереж вдасться досягти поставленої мети, то весь світ зможе отримати стабільну, єдину, високодоступну і конвергентну мережу нового покоління, після введення якої вже довгий час не доведеться створювати і розробляти мережу нового покоління. У всякому разі представники Міжнародного союзу електрозв'язку заявляють свої надії на те, що 5G стане точкою в розвитку бездротових мереж, суттєвої переробки архітектури не буде, і нас чекає лише спокійне допрацювання мережі.

## Розділ 2. ОЦІНКА ЕФФЕКТИВНОСТІ СИСТЕМ ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ

### 2.1 Обґрунтування критерія інформаційної ефективності в системах безпроводового доступу.

Теорія передачі повідомлень на початку свого розвитку базувалася на детерміністському підході, в той час як реальні процеси були змодельованими регулярними, тобто функціями, що однозначно визначі. Хоча, використання ймовірнісних методів дало змогу знайти більш ефективніші рішення найактуальніших задач техніки зв'язку. Отже, теорія зв'язку розвивалась, як статистична теорія, в основі якої були теорія інформації та теорія завадостійкості[5].

Одна з причин появи теорії завадостійкості була дисертація В.О.Котельникова у 1947 р., яка пізніше була опублікована у вигляді монографії. У цій роботі ній була визначена гранична завадостійкість, що не може бути перевищена, але може бути досягнутою та вирішена задача статистичного синтезу оптимальних приймальних пристроїв. Пізніше, теорія завадостійкості була в основі побудови низки інших методів передачі сигналів та послужила поштовхом для їхнього створення та розвитку. Через рік була представлена основна праця «Математична теорія зв'язку» К. Шенона. Ідеї К. Шенона та В.О. Котельникова, які засновані на процесі передачі інформації з різних сторін, дуже швидко отримали визнання серед науковців та склали, по праву, величезний внесок у розвиток теорії зв'язку. Також, незабаром стало зрозуміло, що оптимізація та порівняння різних систем передачі інформації мають бути на основі критеріїв, які враховуються як інформаційні властивості повідомлень та здатність протистояти діючим завадам в каналі зв'язку. З різних запропонованих варіантів, перевірку часом витримала робота щодо критеріїв ефективності, що запропоновані А.Г. Зюко в 1955 р.

Статистична теорія зв'язку має велику кількість варіантів щодо побудови систем передачі даних. Головне рішення стосується оптимізації систем зв'язку за критеріями ефективності. Загалом, у системах зв'язку результат роботи визначається

якістю інформації. Швидкість передачі інформації каналом  $R_{\text{кан}}$  (біт/с) - кількість, а ймовірність помилки - якість. Відповідно до теорем Шенона, ймовірність помилки при виборі методу передачі (кодування/модуляція) ймовірність помилки може бути зроблена дещо малою. У той самий час, швидкість передачі не може бути більшою за деякий інформаційний ресурс, що називається пропускнуою здатністю каналу  $C_K$ . Зюко вважав одним з головних показників ефективності саме величину середньої швидкості(продуктивності)  $R_{\text{кан}}$  [6], при якій забезпечується необхідна вірність передачі інформації. При цьому показник інформаційної ефективності, який визначає відношення продуктивності до пропускнуої здатності каналу, що визначається формулою  $\eta = \frac{R}{C}$ . У реальних умовах показник  $\eta$  завжди менший одиниці. Чим ближче  $\eta$  до одного, тим краща система передачі інформації.

Для досягнення необхідної вірності та швидкості передачі, що супроводжується витратами інших важливих ресурсів таких, як смуги пропускання каналу  $F_K$  потужність сигналу  $P_c$  і потужність сигналу  $P_s$ . Завдяки даному підходу стало можливим введення показників енергетичної ( $\beta = R_{\text{кан}} / (P_c / N_0)$ ) та частотної ефективності ( $\gamma = R_{\text{кан}} / F_K$ ), що характеризують ступінь використання згаданих ресурсів. Таким чином, показники ефективності по методиці Зюко мають наступний вигляд:

– енергетична ефективність

$$\beta = \frac{R_{\text{кан}}}{P_s / N_0}$$

– частотна ефективність

$$\gamma = \frac{R_{\text{кан}}}{F_K}$$

– узагальнена інформаційна ефективність

$$\eta = \frac{R_{\text{кан}}}{C_K}$$

Показники  $\beta$  і  $\gamma$  вважаються питомими швидкостями, а зворотні величини  $\beta^1 = \beta^{-1}$ ,  $\gamma^1 = \gamma^{-1}$  вважаються питомими витратами відповідних ресурсів для передачі інформації з швидкість 1біт/с.

Для каналу Гаусса зі смугою пропускання  $F_k$ , відношенням потужностей сигналу та шуму  $p = P_c / P_{ш}$  і пропускну здатністю  $C_k = F_k \log(p + 1)$  можна сказати, що дані показники ефективності зв'язані співвідношенням:

$$\eta = \frac{R}{C} = \frac{H_1}{\log(1+Q)},$$

Для ідеальної системи ( $\eta=1$ ) може бути визначена саме, як гранична залежність. Відповідно до теореми К.Шенона, що при певних способах передачі (модуляції та кодування) і прийому (декодування та демодуляція), величина  $\eta$  може бути близькою до 1(одиниці). Та при цьому ймовірність помилки може бути зроблена як завгодно малою. У даному випадку, з умови  $\eta=1$  одержуємо граничну залежність між  $\beta$  і  $\gamma$ :

$$\beta = \frac{\gamma}{2^\gamma - 1}$$

Ця формула визначає залежність між енергетичною ефективністю та частотною ефективністю в ідеальній системі, де забезпечується рівність пропускну здатності каналу та швидкості передачі інформації. Цю залежність можна представити у вигляді кривої на площині  $\beta=f(\gamma)$  («межа Шенона»). Ця крива є граничною та відображає найкращий обмін між  $\beta$  і  $\gamma$  у безперервному каналі.

Важливо, що енергетична ефективність обмежена зверху величиною, у той час, як частотна ефективність у змінюється:

$$\beta_{\max} = \lim_{\gamma \rightarrow 0} \beta = \lim_{\gamma \rightarrow 0} \frac{\gamma}{2^\gamma - 1} = \frac{1}{\ln 2} \approx 1,443$$

Інакше кажучи, показник енергетичної ефективності системи каналом Гаусса не може перевищувати величини:

$$\beta_{\max} = 1,443$$

У реальних системах передачі даних ймовірність помилки  $p$  має кінцеве значення та інформаційна ефективність має бути менше за граничну ефективність  $\eta_{\max}$ . В таких випадках для фіксованої ймовірності помилки  $p=\text{const}$  можна визначити коефіцієнти ефективності  $\beta$ ,  $\gamma$  і побудувати криві  $\beta=f(\gamma)$ .

У координатах  $(\beta, \gamma)$  для кожного з варіантів системи передачі інформації буде відповідати на площині певна точка. Усі точки або криві мають бути розташовані не вище за граничну криву Шенона. Хід кривих головним чином

залежить від коду (методу кодування), виду сигналів (модуляції) та способу обробки сигналів (декодування/ демодуляції).

Методи передачі інформації (за досконалістю) судять за ступенем наближення реальних значень до граничних значень ефективності.

У сучасний час системи передач даних являють собою такі комплекси, що включають у себе різні функціонально залежні елементів. Такі системи, впершу чергу, характеризуються саме великим ієрархічністю структури, числом елементів, наявністю та надмірністю між елементами прямих, перехресних, зворотних зав'язків.

В результаті такого поелементного (роздільного) аналізу отримані наступні алгоритми функціонування модему, кодека джерела та кодека каналу. Проаналізовані методи завадостійкого кодування, синтезовано оптимальні демодулятори сигналів. Після цього необхідно проаналізувати роботу систем передачі даних загалом, за допомогою єдиного підходу, з використанням показників ефективності. Даний підхід дасть змогу намітити шляхи оптимізації систем, саме з урахуванням властивостей елементів і взаємодій. Для рішення вищезазначених задач необхідний системний аналіз (системний підхід). Принцип системного аналізу базується саме на поданні об'єкта як частини складної системи з урахуванням властивостей елементів і зав'язків. Аналіз відображає, що при зміні властивостей дискретних сигналів інформації каналом зв'язку, можна змінювати показники ефективності СПД в широких межах.

Аналогічно, застосовуючи різні методи завадостійкого кодування, розробник систем, який володіє знаннями необхідних оптимізацій, може змінювати показники ефективності, так як необхідно, наближаючи їх до граничних, потенціально можливих значень.

Показники ефективності систем можна значно підвищити за допомогою застосування коректувальних кодів і багатопозиційних сигналів, а також їхніх комбінацій. Визначальним для побудови високо-ефективних систем є вибір сигналів і кодів (погоджених між собою кодеков і модемів).

Дистанційні властивості завад і дискретних сигналів л визначаються за допомогою геометричних співвідношень, хоча показники ефективності можуть мати

дуже простий вигляд. Енергетична та частотна ефективність при малій імовірності помилки ( $p < 10^{-3}$ ) визначаються, відповідно, виразами:

$$\beta = \frac{1}{E_b/N_0} = \frac{N_0}{E_b}$$

$$\gamma = \frac{\log_2 M}{N}$$

де  $E_b/N_0$  – являється відношенням енергії сигналу, що затрачений на передачу 1 біт інформації, що забезпечує необхідну для досягнення результату, ймовірність помилки  $p$ ;  $N$  – розмірність простору сигналів,  $M$  – об'єм алфавіту сигналів.

Для порівняння ефективності систем з коректувальними кодами та багатопозиційними сигналами зручно проводити за допомогою діаграми  $\beta = f(\gamma)$ , представленої на рис. 2.1. Хоча ступінь досконалості методів кодування та модуляції можна спосібом співставлення ефективності та граничних значень. В той час, як порівняння різних методів кодування та модуляції краще проводити, шляхом взяття за «точку відліку» ефективність системи передачі даних з ФМ-4 (але без кодування). Цей метод є одним з найефективніших та з використанням методу модуляції з показниками ефективності:  $\gamma = 2(3)$  дБ,  $\beta = -9,6$  дБ,  $\eta = 0,4$ .

Також зручно, що точка зображена на рис. 2.2.1 з значення ефективності ФМ-4, розташована в самому центрі діаграми. Якщо перенести початок координат в точку, що відповідає модуляції ФМ-4, то тепер в системі координат  $(\Delta\beta, \Delta\gamma)$  по горизонтальній осі буде визначатися виграш по питомій швидкості  $\Delta\gamma$ , а по вертикальній осі енергетичний виграш  $\Delta\beta$  у порівнянні із ФМ-4.

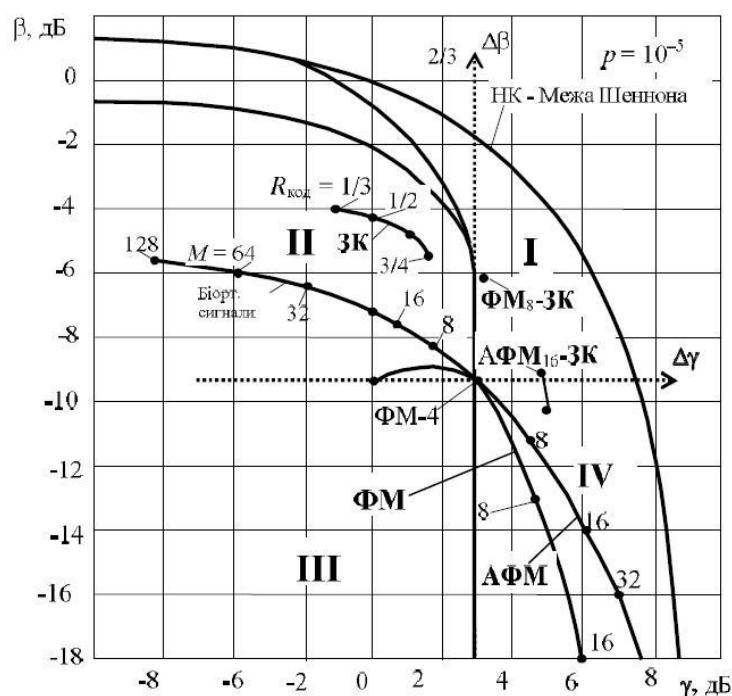


Рисунок 2.1 Криві ефективності багатопозиційних сигналів і коректувальних кодів

Важливо відмітити, що всі методи кодування/модуляції можна розділити на 4-чотири групи, що відповідають квадрантам на рис.2.1  $\Delta\beta = f(\Delta\gamma)$ :

- Квадрант I, у якому розташовані перспективні методи кодування/модуляції, що забезпечують підвищення енергетичної і частотної ефективності одночасно;
- Квадрант II, у якому розташовані методи з високою енергетичною ефективністю, що забезпечують виграш по  $\beta$  в обмін на програш по  $\gamma$ ;
- Квадрант III, що містить низькоєфективні методи, які мають по ФМ-4 відносний програш по  $\beta$  і  $\gamma$ ;
- Квадрант IV, у якому розташовані методи модуляції, що забезпечують виграш по  $\gamma$  в обмін на програш по  $\beta$ .

Також необхідно зазначити характерну рису результатів аналізу показників ефективності: співвідношення між частотною та енергетичною ефективністю носять обмінний характер, тобто зниження частотної ефективності можливе за рахунок підвищення енергетичної ефективності або навпаки.

Тобто, граничні криві ( на рис. 2.1 Межа Шеннона) мають такий же обмінний характер, а криві, що з'єднують точки для параметрів кодів та сигналів, розташовуються паралельно граничним залежностям показників ефективності. Саме це підтверджує закономірність, що необхідно обов'язково враховувати при



оптимізації методів кодування/модуляції: підвищення одного показника ефективності може бути лише в тому випадку, коли було знижено інший показник.

У багатьох системах передачі даних дуже важливим є саме одночасне підвищення частотної та енергетичної ефективності. Завдяки використанню ансамблів багатопозиційних сигналів із завадостійким кодуванням робить можливим виконання даної задачі. Хоча необхідно формувати такі сигнали, у яких області у багаторозмірному просторі щільно розташовані (необхідно для забезпечення високої частотної ефективності) і, загалом, повинні бути досить далеко, для забезпечення високої енергетичної ефективності, рознесені. Сполучення кодів і сигналів, що задовольняють вищезазначеним умовам, мають назву СКК сигнально-кодовими конструкції. Як завадостійкі коди використовують згорткові, блокові коди, чи інші каскадні коди, а як багатопозиційні – сигнали АФМ-М або ФМ-М. Завадостійкий код при цьому утворює (output code) «зовнішній код», а ансамбль сигналів утворює (input code) «внутрішній код». Задача побудови сигнально-кодових конструкцій полягає в сполученні різноманітних властивостей завадостійких кодів (висока енергетична ефективність) і багатопозиційних сигналів (висока частотна ефективність) у одній конструкції, що має забезпечувати одночасне зростання енергетичної та частотної ефективності.

На рис. 1, квадрант І показі результати застосування таких сигнально-кодових конструкцій, що дозволяють отримати одночасно виграш по частотній та енергетичній ефективності або, хоча б по одному показнику отримати виграш, не погіршуючи інший. Саме система ФМ-8-ЗК при використанні з коду з  $R_{\text{код}} = 2/3$  забезпечує енергетичний виграш  $\Delta\beta = 2,8$  дБ без зниження питомої швидкості  $\gamma$ , а система АФМ-16-ЗК при  $R_{\text{код}} = 1/2$  і  $v = 3$  – виграш по питомій швидкості  $\Delta\gamma = 2$  дБ без зниження енергетичної ефективності  $\beta$ . Інформаційна ефективність цих систем  $\eta = 0,6 - 0,7$ .

## 2.2 Аналіз застосування кодів для підвищення ефективності систем

У новітніх системах передачі даних для покращення продуктивності передачі інформації у каналах зв'язку використовують саме багатопозиційні сигнали, що

дозволяє підвищити питому продуктивності передачі інформації. Приклади звичайних ансамблів двохвимірних багатопозиційних сигналів показані на рис. 2.2.

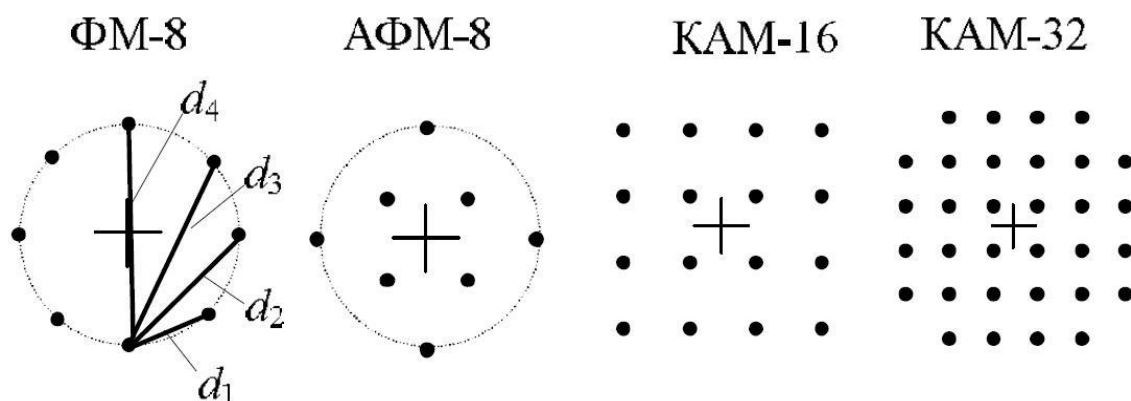


Рисунок 2.2 Багатопозиційні ансамблі двохвимірних сигналів (в ансамблі ФМ-8 відстані зростають)

Хоча, завадостійкість при цьому знижується, оскільки, з підвищенням кількості позицій енергетична ефективність теж знижується. Саме тому для компенсації зниження завадостійкості було запропоновано використання коректувальних кодів. Майже все відомі гарні коди відносяться до групи двійкових, то виникає задача узгодження недвійкових ансамблів сигналів з двійковими коректувальними кодами. Застосування коду Грея з модуляцією є одним з способів узгодження. Хоча, розрахунки моделювання цього способу узгодження показали ефективність дуже низьку. В.Л. Банкет в 1980р. запропонував метод узгодження, який був закладений в основу побудови СКК. Саме цей метод став ефективним і використовується нині. Головна концепція побудови сигнально-кодових конструкцій побудована на властивостях симетрії ансамблів сигналів. Рис. 2.2. показує приклади багатопозиційних двохвимірних ансамблів з числом позицій  $M = 8..32$ : сигналів ФМ8; АФМ8; QAM16; QAM32.

Досить щільне розташування сигнальних точок на конструкції забезпечує дуже високу питому швидкість. Хоча, настільки щільні ансамблі нееквідистантні. При побудові сигнально-кодових конструкцій належність до ансамблів закодовується певним набором зовнішніх кодів з підвищенням кодових відстаней, що обираються так, щоб вирівняти всі відстані у результаті. Вищеописане показано на прикладі розбивки ансамблю ФМ8, проілюстрованому на рис. 2.3, на якому показана

розбивка ансамблю  $A_0$  на внутрішні підансамблі  $B_0$  і  $B_1$ , а далі також розбивається на підансамблі відповідно, на внутрішні ансамблі  $C_1$ ,  $C_2$  і  $C_3$ .

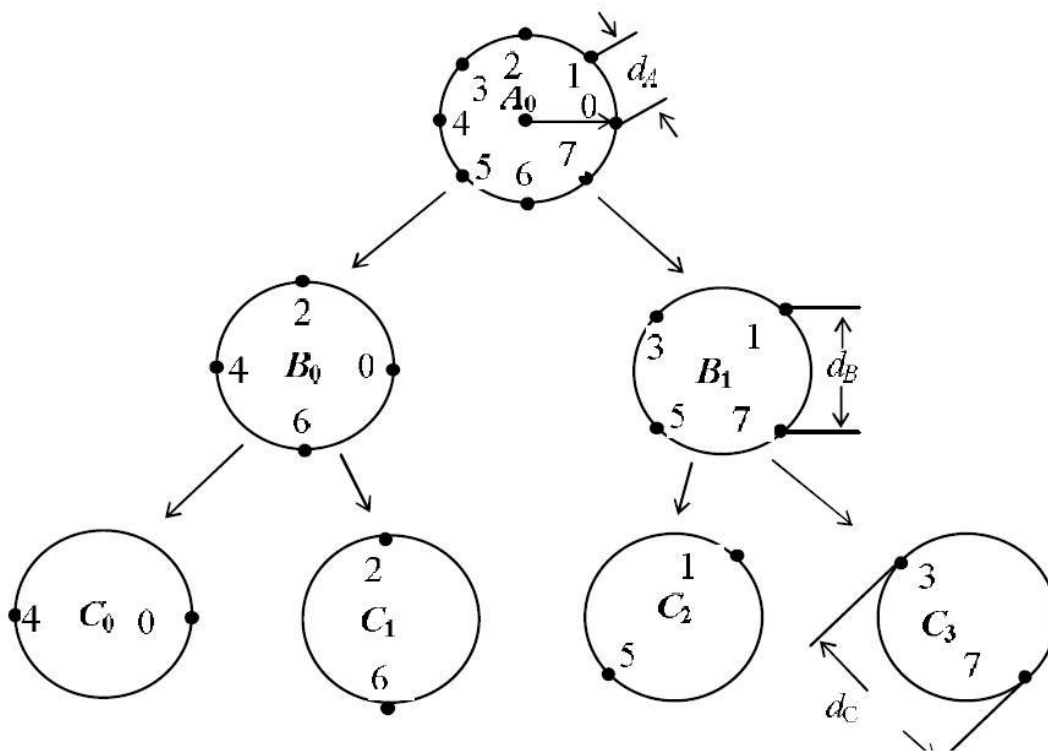


Рисунок 2.3 Розбивка ансамблю ФМ8 (відстані зростають в підансамблях А, В і С)

Структура сигнально-кодових конструкцій для сигналів ФМ8 мають вигляд, проілюстрований на рис. 2.3. Якщо вихідний ансамбль  $M = 2^m$  сигналів, що розкладений на  $2^m$  с підансамблів, то в цьому підансамблї вибір сигналу виконується символами ненадлишкового ЗК зі швидкістю, яка розраховується по формулі:  $R_{0(\text{код})} = \frac{k_0}{k_0} = 1$ , а необхідний підансамбль – обирається  $n$  символами надлишкового коду зі швидкістю  $R_{\text{код}} = k/n$ . В данному випадку, на вхід модулятора модулятора  $M$  - позиційних сигналів діють  $(n + k_0)$  символів, а на вхід композитного кодера сигнально-кодових конструкцій діють  $(k = k_0)$  двійкових символів. Також, якщо розмірність простору сигналів дорівнює  $N$ , то питома швидкість всієї СКК визначаються формулою як  $\gamma = \frac{k - k_0}{N}$ .

В таблиці 2.1 наведено характеристики зовнішнього ЗК: число станів кодових решіток  $S$  та швидкість  $R_{\text{код}}$ , які є показниками складності алгоритму декодування.

Таблиця 2.1 Характеристики сигнально-кодових конструкцій

Метод модуляції	Розмірність простору $N$	ЗК		Питома швидкість СКК $\gamma$ (біт/вимір)	ЕВК (дБ) відносно ФМ-4
		Швидкість коду $R_{код} = k/n$	Число станів СКК $S$		
ФМ-8	2	1/2	4	1	3,0
			8	1	3,6
			16	1	4,1
			32	1	4,6
QAM-32	2	3/4	4	2	-1,2
			8	2	-0,2

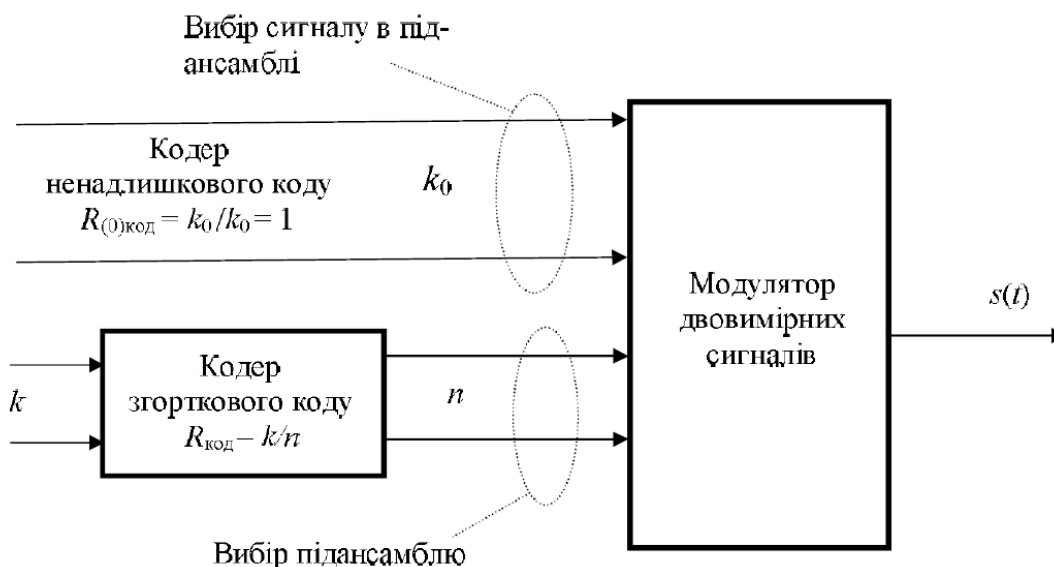


Рисунок 2.4 Структура кодера-модулятора СКК

В останній час були освоєні методи такого кодування, що забезпечує вигравш енергетичний (6–7) дБ у каналах з гаусовим шумом та постійними параметрами, що дозволить збільшити завадостійкість ТКС. Також, до теоретичної межі залишався нереалізований запас енергетичного вигравшу в (5–7) дБ. З праці теорії інформації відомо, що коди мають бути досить довгими зі структурою, схожими до структури випадкового шуму. При цьому, як сказано вище, з ростом довжини коду складність алгоритму декодування (програмна чи апаратна складність декодера) дуже сильно зростає. Тому важлива та практична задача фахівців з кодування полягає у задачі синтезу та пошуку кодів з великою здатністю виправляти помилки. Хоча, вони такж мають бути з прийнятною складністю реалізації декодування. Найбільш

перспективним є методи каскадного кодування, нижче наведені короткі відомості про них.

Запропонований метод Д.Форні послідовного каскадного кодування та декодування. Структурна схема кодера найбільш поширеного каскадного послідовного коду представлена на рис. 2.5. Вище описаний кодер складається з внутрішнього кодера ЗК і послідовно з'єднаних зовнішнього кодера коду Ріда-Соломона (РС), увімкнених через перемежувач.

Перестановку кодових символів за псевдовипадковим законом забезпечує перемежувач. Декодер послідовно каскадного коду спочатку виконує декодування внутрішнього ЗК, а після зворотного перемежування, виконує декодування зовнішнього блокового коду РС[5,6].

Дана конструкція стандартизована для багатьох СП. Наприклад, послідовний каскадний код з кодом ЗК (133, 171) і РС (255, 223) використовується для передачі телеметричної інформації з супутникових апаратів. Схожа схема є головним методом завадостійкого кодування за стандартом телевізійного цифрового радіомовлення. У порівнянні зі згортковими кодами, використання каскадного послідовного коду призводить до отримання додаткового енергетичного виграшу порядку (1–3) дБ від кодування. Подальшими кроками в удосконалюванні методів завадостійкого кодування були застосування та розробка нового класу так званих (турбокодів) каскадних паралельних кодів.

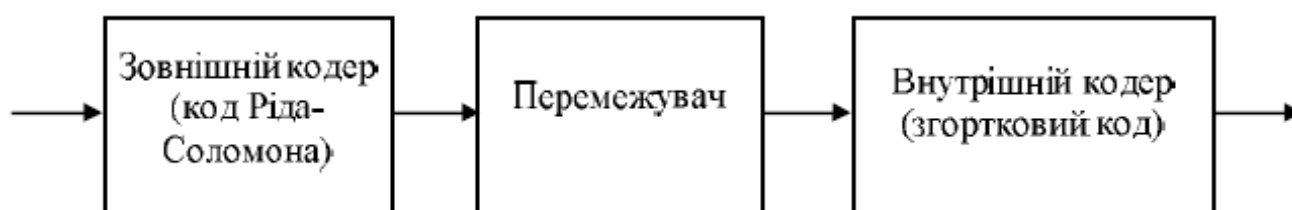


Рисунок 2.5 Структурна схема кодера каскадного послідовного коду

Спроби реалізувати потенційно можливий виграш стали можливі через досягнення мікроелектроніки, незважаючи на ріст складності декодування. К.Берроу з групою французьких учених у 1993 р.[5] запропонував новий клас каскадних

паралельних кодів, які почали називати турбокодами, за результати декодування яких спочатку викликали у фахівців з кодування певну недовіру. Хоч і на сьогоднішній день науковці багатьох країн підтвердили це й у ряді випадків поліпшили ці результати, проілюстровано на рис. 2.6.

Скористаємося наступною методикою для порівняння методів завадостійкого кодування. Характеристики систем з наступними кодами відзначені на рис. 2.6. точками:

1. Каскадний код { код РС (255, 223) + ЗК (133, 171) }.
2. Довгий ЗК із ДКО  $v = 14$  і швидкістю  $R_{\text{код}} = 1/4$  – декодер BVD.
3. ЗК з ДКО  $v = 31$  та швидкістю  $R_{\text{код}} = 1/2$ , послідовне декодування.
4. Блоковий код Ріда-Маллера (32, 6).
5. Каскадний код {BVD + код РС (255, 223)}.
6. Довгий ЗК із ДКО  $v = 14$  і швидкістю  $R_{\text{код}} = 1/4$  – декодер BVD.
7. ЗК (133, 171) і швидкістю  $R_{\text{код}} = 1/2$ , декодування за алгоритмом Вітербі.
8. Каскадний код {BVD + код РС (255, 223)}.
9. Турбокод з  $R_{\text{код}} = 1/3$  і об'ємом перемежувача 50000 символів.
10. Турбокод зі швидкістю  $R_{\text{код}} = 1/2$  і об'ємом перемежувача 65536 символів.
11. Турбокод з  $R_{\text{код}} = 1/3$  і об'ємом перемежувача 50000 символів.

Для порівняння на рис. 2.2.5 зазначено з ефективністю систем з некованими ФМ2 кодувань. При однаковому показнику частотної ефективності та у певних випадках дещо менш складнішому декодуванні є додатковий ЕВК у системах з турбокодами та становить 1 дБ і більше.

Турбокод утворюється при паралельному каскадуванні 2х або більше компонентних (елементарних) ЗК, що розділені перемежувачем. Тому, паралельними каскадними ЗК[6] іноді називають турбокодами. Якщо в ролі кодів застосовуються стандартні блокові коди (БЧХ, коди РС або коди Хемінга), то такі коди називають каскадними паралельними блоковими кодами.

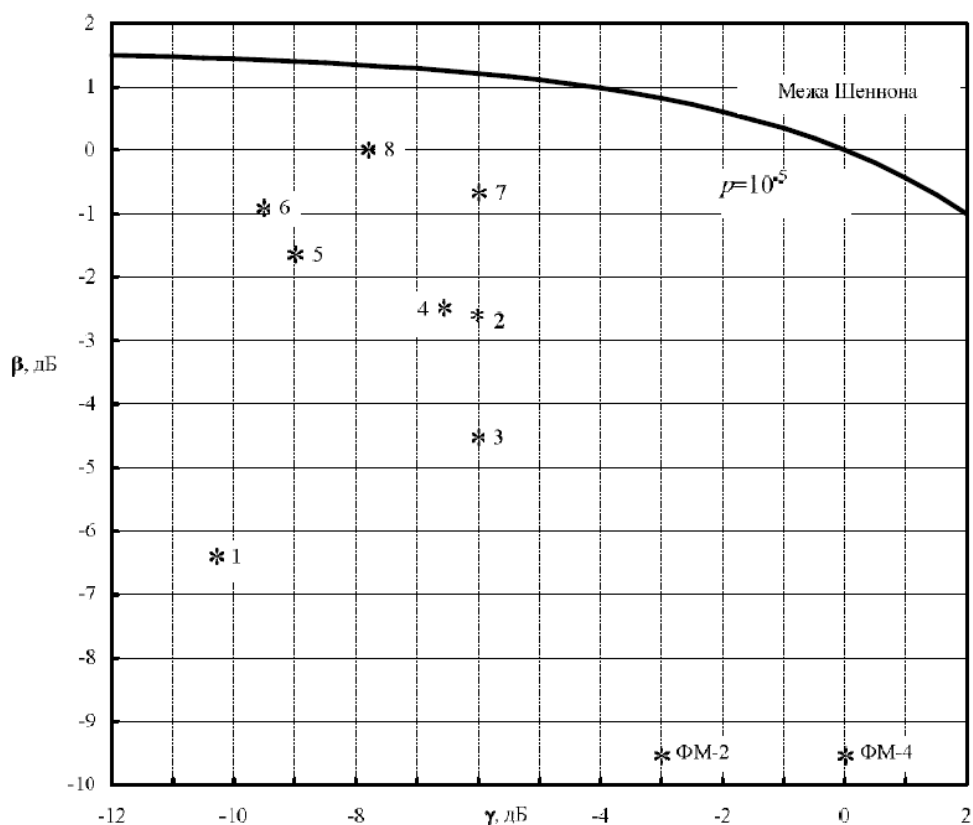


Рисунок 2.6 Ефективність певних систем з кодуванням

У каналах систем мобільного зв'язку в системах радіозв'язку діє комплекс спотворень та завад. Глибокі завмирання сигналу в каналі роблять оцінку переданих повідомлень дуже важкою та призводять до погіршення якості передачі інформації. Широко застосованим методом підвищення завадостійкості систем є рознесення.

Певний час тому назад сфера застосування рознесеного прийому обмежувалася лише короткохвильовим радіозв'язком, де використовувалися добре опробовані техніка та методи. В 1927 р. була реалізована ідея рознесеного прийому для організації радіотелефонного короткохвильового зв'язку. Хоча у останній час у зв'язку із досить широким впровадженням систем супутникового, мобільного та стільникового радіозв'язку треба було повернутися назад саме до цієї проблематики. Загальна ідеологія рознесеного прийому залишилася такою ж як і раніше, змінилися лише методи передачі сигналів по радіоканалах та характеристики каналів[6]. Також важливим є й те, що з'явилася можливість реалізації більш складних та ефективних методів рознесення.

Хоча для боротьби із завмираннями використовували ідея рознесення, що полягає в спільному використанні на прийомі декількох сигналів, які несуть однакову інформацію, але прийшли до цього різними шляхами. Даний метод

рознесення повинне вибиратися таким чином, щоб ймовірність одночасних завмирань всіх сигналів була набагато меншою, ніж для будь-якого з них. Інакше кажучи, ефективність рознесення тим більша, чим менше корельовані завмирання в каналах. Найбільш поширеніший підхід до реалізації методу рознесення полягає у використанні одного передавача та кількох, рознесених у просторі антен на прийом з наступним автовибором сигналів з метою підвищення якості прийому або ваговим підсумовуванням. В умовах стільникового зв'язку для ділянки «базова станція – мобільний абонент» дана реалізація неприйнятна тому, що використання пристрою комбінування прийнятих сигналів і кількох приймальних антен робить мобільну станцію громіздкою та дорогою. Хоча, можлива організація рознесених каналів за допомогою використання кількох рознесених приймальних антен (на базових станціях). Так як базова станція обслуговує велику кількість мобільних абонентів і краще використовувати ускладнення апаратури малого числа базових станцій, ніж великої кількості мобільних терміналів[5]. Також, на ділянці «мобільний абонент – базова станція» може виконуватися прийом на ті антени базової станції, що рознесені, але працюючі в режимі прийому. В деяких існуючих мобільних системах, що уже використовують на базових станціях, 2 приймальні антени для рознесеного приймання. Ті ж антени можуть використовуватися для рознесеного способу передачі.

Системи, що використовують рознесену передачу теоретично досліджені значно менший час, ніж системи з рознесеним прийомом. Також, в інших методах рознесення на передачі більш доцільним є просторово-часове кодування. Реалізація з таким кодуванням припускає передачу інформаційних сигналів через кілька антен, а також й відповідне кодування. З використанням обробки їх у приймачі у порівнянні з передачею, що не кодована, через одну антену, повинна забезпечити вигоду від кодування та від рознесення. Складною задачею також є підвищення якості зв'язку в умовах багатопроменевості. У каналі із постійними параметрами і гаусовим шумом з використанням звичайних методів завадостійкого кодування можна на певний порядок понизити ймовірність помилок за рахунок збільшення на (1–2) дБ відношення сигнал/шум (ВСШ). У каналах із завмираннями домогтися подібних результатів можна лише за рахунок збільшенням ВСШ приблизно на 10



дБ. Хоча, просте збільшення потужності абонентських та базових станцій у системах мобільного зв'язку важко визнати гарним рішенням, оскільки в такому випадку дуже часто будуть порушуватися вимоги по електромагнітній сумісності. В залежності від способів формування рознесених каналів вирізняють наступні методи рознесення.

1. Часове рознесення. При відправці, те саме повідомлення посилається в канал зв'язку в різний час, завмирання сигналів, що прийнялися, можуть бути некорельованими. Тобто, якщо достатнє часове рознесення між ними. Якщо ж передані сигнали рознесені у часі, більший у часі когерентності канал, то ймовірність досить мала, що сигнали в різних гілках піддаються під дією тих самих глибоких завмирань. Для підвищення завадостійкості може використовуватися каналне кодування в сполученні з часовим перемежуванням. При часовому рознесенні ефективність залежить від швидкості переміщення від мобільної станції. В той час, як параметри каналу змінюються в часі досить повільно, треба використовувати перемежування з великою пам'яттю. Тобто, виникають більші затримок у передачі повідомлень. Саме з цієї причини, досить малий ефект в каналах з повільними завмираннями) і кодування з перемежуванням ефективно тільки в каналах зі швидкими завмираннями (в умовах «швидкої» мобільності). Загалом, часове рознесення каналів обернено пропорційне швидкості пересування стільниковго терміналу.

2. Частотне рознесення. Інформаційні сигнали, що передаються на різних частотах, піддаються впливу різних спотворень при багатопроменевому поширенні. Для одержання енергетичного виграшу несучі частоти мають бути досить рознесені, щоб завмирання в відповідних гілках рознесення були некорельованими. Але платою за дане підвищення завадостійкості є розширення займаної смуги частот. Саме при цьому також має місце застосування кодування з виправленням помилок у сигналах частотних каналів, що можуть виникати внаслідок частотно-селективних завмирань. Метод частотного мультиплексування передачі інформації рознесеними по (OFDM) частоті вузькосмуговими підканалами можливо також використовувати в режимі частотного рознесення.

3.Просторово-часове кодування. Такий метод є одним з найперспективних методів рознесення. Методи коректувального кодування, що використовуються в багатьох сучасних СПД, реалізують, рознесення в часі. Таким чином, при одноканальній передачі (одна приймальна та одна передавальна антени) пакет помилок можна розуміти як результат дії сильного завмирання сигналу. Хоча короткі блокові або ЗК разом з ефективними перемежувачами дають змогу виправляти досить довгі пакети помилок у каналах. Саме тому, сполучення та використання розглянутих вище методів коректувального кодування та методів рознесення цілком доцільне. Такі ідеї ПЧК просторово-часового кодування виникли саме на прикладі результатів та розвитку методів рознесення на передачу. За використання традиційних коректувальних кодувань вводиться поняття надмірності у часовій області. У системах із просторово-часового кодування вводиться надмірність також в просторовій області, утвореної кількома передавальними та приймальними антенами (рис. 2.2.6). При просторово-часовому кодуванні можливе одержання додаткового виграшу за рахунок використання ускладнених методів обробки та передачі сигналів на прийомі.

4.Інші методи рознесення. Часто паралельні канали утворюються в результаті особливих характеристик механізму поширення радіохвиль. При багатопроменевому поширенні такий сигнал приходить до місця розташування приймальної антени різними шляхами. Використовуючи сукупність спрямованих антен на прийом, можна поділити промені по кутах приходу хвиль та розглядати такі інформаційні сигнали, що надійшли по паралельних каналах. Треба враховувати, якщо енергетичний спектр сигналу широкий в порівнянні з величиною, що зворотня запізненню сусідніх променів, то такі промені можна розділити у приймачі, тобто виконується здійснення рознесеного прийому по променях. Також є спосіб утворення паралельних просторово-рознесених каналів, що полягає в тому, що сигнал приймається декількома антенами, які перебувають на великій відстані одна від одної. Здійснення поляризаційно-рознесеного прийому, використовуючи антени, які приймають хвилі з різними векторами поляризації. Такж має місце комбінування перерахованих вище методів.

На рис. 2.2.7 представлено приклад кодера налаштованого на передачу, решітчастої діаграми ПЧК та конфігурації сигнального сузір'я. Кодування виконується за використанням алфавіту алгебраїчного кільця  $Z(8)$ .

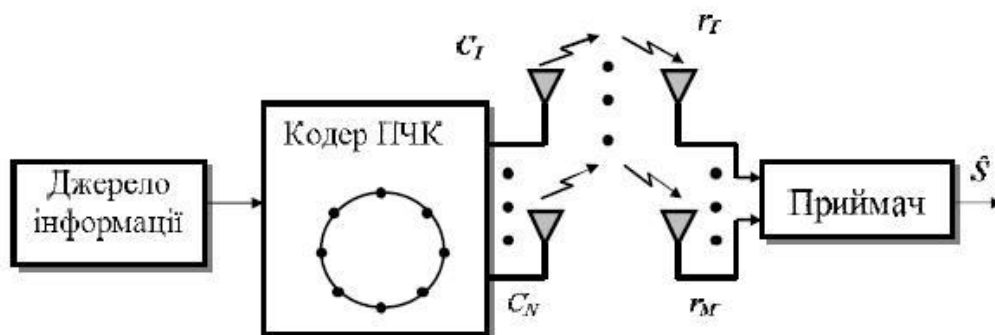


Рисунок 2.7 Модель системи з просторово-часовим кодуванням

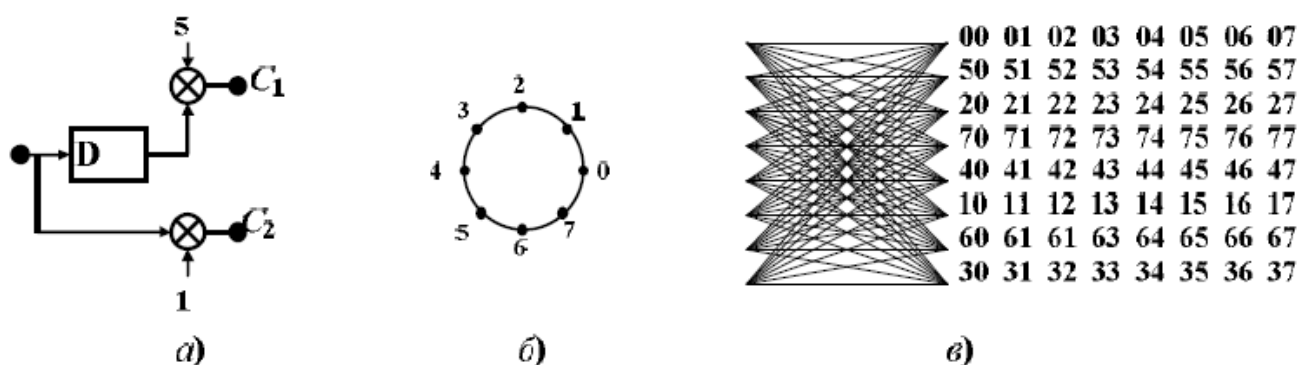


Рисунок 2.8 Кодер: (а)- сигнальне сузір'я (б) і решітчаста діаграма (в) ПЧК

За допомогою утворення багаточленів кодера ПЧК, відбувається пошук на основі перебору за критерієм енергетичного виграшу в каналі із завмираннями. Таким чином, кількість приймальних і передавальних антен  $N=M=2$ . Тобто, відповідні виходи кодера  $C1$  та  $C2$  підключені до входів передавачів, що рознесені на передавальних антенвах. Для підвищення питомої швидкості передачі інформації використовується фазова модуляція ФМ-8 в модуляторах. Відповідне сузір'я показано на рис. 2.8.б. Як проілюстровано, число станів ПЧК визначається структурою кодера та має дорівнює 8. Утворені багаточлени кодера у восьмирічній формі запису мають вигляд код з одиничною пам'яттю (5,1).

#### Застосування коректувальних кодів у ТКС

За рахунок використання коректувальних кодів можливості підвищення завадостійкості передачі даних каналами з завадами обумовлюють їхнє широке

застосування в телекомунікаційних системах будь-якого призначення. Теорія завадостійкого кодування дає змогу виробникам телекомунікаційного обладнання використовувати великий набір методів кодування. Далі наведені типові приклади застосувань завадостійкого кодування.

Циклічний код для виявлення помилок. Такий код рекомендований для використання в системах передачі дискретних повідомлень у Рекомендації ITU.V.41.

Використання коректувальних коди в стандартах цифрового мовлення. Саме висока завадостійкість передачі інформації при застосуванні завадостійкого кодування дозволила широке застосування коректувальних кодів у групі стандартів DVB цифрового телевізійного мовлення:

- для систем DVB-T наземного цифрового кабельного телевізійного мовлення розроблений Європейський стандарт EN 300 744.

- для систем DVB-S супутникового цифрового телевізійного віщання розроблений Європейський стандарт EN 301 210;

У стандартах широко використовується каскадний послідовний код [внутрішній ЗК (133,171) і зовнішній код РС (204,188)].

Використання завадостійкого кодування в системах цифрового супутникового зв'язку. Системи супутникового цифрового зв'язку є сферою для впровадження досліджень теорії кодування. Саме тому, при одержання енергетичного виграшу від завадостікого кодування дає змогу істотно послабити вимоги до енергетики каналу, що обмежена енергоресурсами ретранслятора та малими розмірами приймальної антени. Також використовують послідовні каскадні конструкції ( з зовнішнім кодом РС і з внутрішнім ЗК).

Використання коректувальних коди в системах передачі цифрової інформації, по волоконно-оптичних лініях зв'язку. Застосування коректувальних кодів у системах передачі даних по волоконно-оптичних лініях зв'язку передбачено Рекомендацією ITU G.975. Завадостійке кодування дозволяє знизити величину відношення сигнал/шум на вході приймача оптичного випромінювання, необхідного для забезпечення заданої імовірності помилки, та також збільшити, відповідно, довжину магістралі системи волоконно-оптичних лініях зв'язку.

Стандартизація турбокодів як метод кодування. Після винаходу турбокодування міжнародні організації по стандартизації засобів телекомунікацій (ITU) розпочали виконувати роботи з розробки стандартизації параметрів турбокодів. За рекомендацією Consultative Committee for Space Data Systems CCSDS рекомендовано використання турбокодів із наступними швидкостями  $R_{\text{код}}$  (1/2, 1/3, 1/4, 1/6).

Використання сигнально-кодових конструкцій. СКК широко застосовуються в структурах модемів для комп'ютерного обміну по стандартних КТЧ каналах тональної частоти в мережі Інтернет. Параметри сигнально-кодових передбачені Рекомендаціями ITU V.32 і V.34.

Кодування в системах радіозв'язку третього покоління за стандартом UMTS(Universal Mobile Telecommunication System). Рекомендацією ETSI (European Telecommunications Standards Institute) визначені такі параметри турбокоду: , довжина інформаційного блоку (40–5114) символів , швидкість коду 1/3.

### 2.3 Методики оцінки інформаційної ефективності в системах безпроводового доступу

Сучасні системи передачі даних є дуже складними технічними структурами, для функціонування яких потрібні значні енергетичні, частотні та просторові ресурси. Таким чином, ефективність використання ресурсів міцно зв'язана з властивостями сигналів – тобто, з переносниками інформації. Властивості сигналів визначають достовірність, а також надійність передавання інформації в межах ресурсів, наданих системою передачі інформації. Тому важлива оцінка саме на фізичному рівні ефективності системи передачі інформації та систем зв'язку як транспортної складової в системі [4].

Характеристика методики А.Г. Зюко щодо оцінки ефективності систем передавання інформації, а також постановка задачі формування модифікованої методики. Системи зв'язку по-різному можуть будуть оцінені завдяки показникам ефективності, що використовують загальний ресурс. Ресурс надається для передачі

сигналів, залежно від обраного виду модуляції, через спосіб перетворення у лінійний сигнал первинного сигналу.

Допустимо, що кінцевий передавальний пристрій системи формує первинні сигнали від джерела повідомлень в смузі частот  $F_m$ , то системи з різними видами модуляції трансформують цей сигнал в модульований, який в лінії зв'язку займає смугу  $F = k \cdot F_m$ , де  $k = F / F_m$  – коефіцієнт розширення смуги частот, тобто відношення смуг частот на виході та вході модулятора (відповідно на вході та виході демодулятора) при заданому виді модуляції. При потужності сигналу  $P_C$  в точці прийому та незмінному значенні  $Q = P_C / P_{ш}$  – відношенні потужності сигналу до потужності шуму на вході демодулятора, на виході демодулятора аналогічне відношення  $q = p_C / p_{ш}$  залежить від виду модуляції через параметр  $g = q / Q$  – виграш модуляції[6].

За аксіоматикою К.Шеннона інформаційні властивості каналу зв'язку вимірюються його пропускну здатністю  $C$ , яка не може перевищувати значення:

$$C = F \log(1 + Q) = F_m k \log(1 + Q).$$

При цьому швидкість передавання інформації від джерела повідомлень до отримувача повідомлень (інакше – продуктивність каналу зв'язку)  $R$  обчислюється за співвідношенням:

$$R = F_m \log(1 + q) = F_m (1 + g \cdot Q).$$

Таким чином, основними параметрами ресурсу системи, який вона може використовувати для передавання символів повідомлень є смуга частот  $F$ , а також потужність сигналу  $P_C$  в точці прийому, у тому числі відношення  $\alpha = P_C / N_0$ , де  $N_0$  – спектральна щільність шуму[6].

Враховуючи вказані параметри, проф. Зюко А.Г. запропонував [1] показниками, які використовуються для порівняння СПІ на фізичному рівні, питомі коефіцієнти енергетичної  $\beta$  та частотної ефективності  $\gamma$ :

$$\beta = \frac{R}{\alpha} = \frac{F_m \log(1 + gQ)}{Q F_m k} = \frac{\log(1 + gQ)}{Q k} = \frac{\gamma}{Q};$$

$$\gamma = \frac{R}{F} = \frac{F_m \log(1 + gQ)}{F_m k} = \frac{\log(1 + gQ)}{k}.$$

Отже, формула відображує енергетичну ефективність системи з неперервним каналом зв'язку, формула – частотну ефективність системи.

В якості узагальненого показника ефективності СПІ вводиться коефіцієнт використання пропускної здатності неперервного каналу (інформаційна ефективність):

$$\eta = \frac{R}{C} = \frac{F_m \log(1 + gQ)}{F_m k \log(1 + Q)}$$

Між введеними коефіцієнтами існує взаємозв'язок у вигляді співвідношення:

$$\eta = \frac{\gamma}{\log\left(\frac{\gamma}{\beta} + 1\right)}$$

За умови  $\eta = 1$  в [1] запропонована наступна гранична залежність між  $\beta$  та  $\gamma$ :

$$\beta = \frac{\gamma}{2^\gamma - 1}.$$

Формула є граничною та показую теоретично найкращий обмін між  $\beta$  та  $\gamma$ , тобто між енергетичними та частотними ресурсами у випадку досягнення найвищої інформаційної ефективності системи[6].

Методика проф. Зюко А.Г. містить послідовність побудови границі Шеннона та визначення координат точок енергетичної та частотної ефективності систем на площині  $\{\beta; \gamma\}$  з різними системами модуляції [1] з використанням формул.

Відображенням методики є номограма на площині  $\{\beta; \gamma\}$ , обмежена границею, на якій  $\gamma$  – ефективність може змінюватись від 0 до  $\infty$ ,  $\beta$  – ефективність обмежена зверху значення  $\beta_{\max} = 1/\ln 2$  при  $F \rightarrow \infty$ .

Характеристики різних СПІ відображуються у вигляді точок з координатами  $\{\beta; \gamma\}$ . Отримана номограма дозволяє провести вибір системи передавання за одною із двох стратегій: за ознакою найбільшого  $\beta$  при  $P_{\text{ош}} = \text{const}$ , або найбільшого  $\gamma$  при  $P_{\text{ош}} = \text{const}$ , тобто дозволяє проводити порівняння систем між собою за принципом: «краща за енергетичною ефективністю» [4] або «краща за частотною ефективністю» система в порівнянні з іншою системою [2,3] за умови досягнення фіксованого значення достовірності  $P_{\text{ош}}$ .

Оскільки в реальних системах  $\eta < 1$ , то порівняння систем по узагальненому показнику інформаційної ефективності  $\eta$  є дуже важливим, але існуюча методика не передбачає використання показника в межах номограми. Тому першою із задач модифікації існуючої методики є введення шкали узагальненої ефективності  $\eta < 1$  для визначення її числових значень.

Наступним обмеженням відомої методики є порівняння систем при фіксованому значенні вірогідності помилки  $P_{\text{ош}}$  (стосовно дискретних систем передавання). При цьому наведені відображення не дають уявлення про умови  $\{\eta; \beta; \gamma\}$  досягнення інших показників достовірності[6]. Тому другою задачею є подання діапазону зміни параметрів  $\{\eta; \beta; \gamma\}$  за умов зміни вірогідності помилки  $P_{\text{ош}}$  при оцінці інформаційної ефективності різних систем[4].

Третя задача полягає в гармонізації підходів до використання площини  $\{\beta; \gamma\}$  для оцінки інформаційних можливостей СПІ з неперервними та дискретними сигналами[6], оскільки базові співвідношення відомої методики стосуються аксіоматики інформаційних властивостей лише неперервних сигналів.

Для вирішення першої з поставлених задач побудуємо еквіпотенціальні криві, які б відображали точки з однаковою інформаційною ефективністю неперервного каналу. Для цього скористаємося формулою, де замість інформаційної ефективності підставимо значення 0,5; 0,25; 0,125; 0,0625. Результати представлені на рис. 2.9.

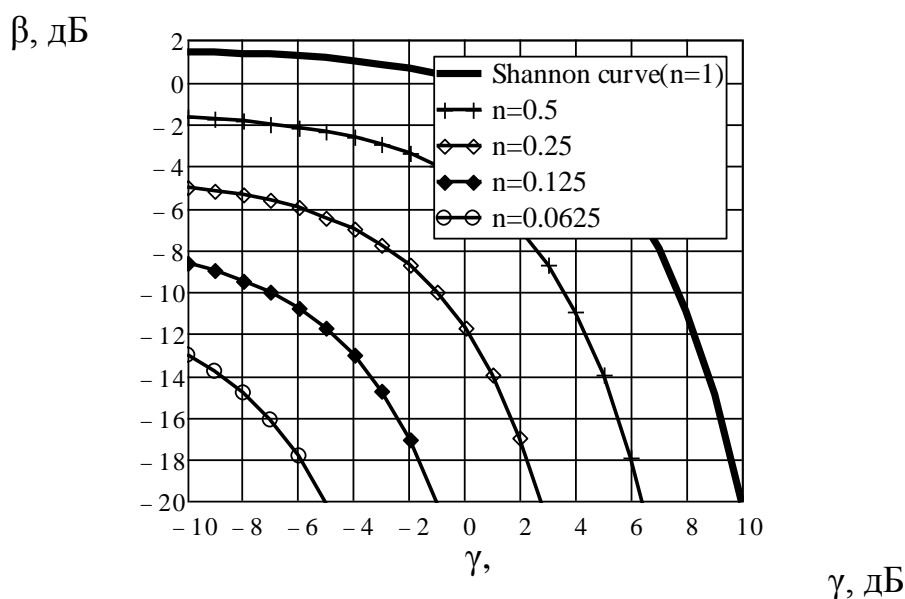




Рисунок 2.9 Границя Шеннона та еквіпотенціальні криві, які відображають сталу інформаційну ефективність.

Згідно запропонованій шкалі інформаційна ефективність зростає з наближенням до межі Шеннона, де вона наближається до 1.

При цьому слід відмітити, що однакова інформаційна ефективність може бути досягнута як при низькій енергетичній ефективності  $\beta$  при зростанні показника  $\gamma$  або при низькій частотній ефективності  $\gamma$  при зростанні показника  $\beta$ . Отже, автономно розглядати параметр інформаційної ефективності  $\eta$  не доцільно, а сумісно з іншими показниками ефективності[4].

Модифікація методики оцінки інформаційної ефективності неперервних сигналів.

В неперервних каналах зв'язку швидкість передавання інформації  $R$  (інакше – продуктивність) визначається виразом, а пропускна здатність  $C$  визначається виразом, при цьому завжди  $R \leq C$ .

Тоді, з урахуванням та при відомих значеннях параметра  $g$ , а саме:

- при частотній модуляції (ЧМ)  $g = 3m_{ЧМ}^2 / \Pi^2$ ;
- при фазовій модуляції (ФМ)  $g = m_{ФМ}^2 / \Pi^2$ ;
- при односмугової модуляції (ОМ)  $g = 2 / \Pi^2$ ;
- при амплітудній модуляції (АМ)  $g = K_e \cdot m_{АМ}^2 / (\Pi^2 + m_{АМ}^2)$ , де  $\Pi$  – пікфактор – на рис. 2.10 зображені результати для неперервної ЧМ з індексом кутової модуляції  $m_{ЧМ} = 16$  й коефіцієнтом  $k$ , який визначається за формулою:

$$k = 2(1 + m_{ЧМ} + \sqrt{m_{ЧМ}}),$$

а також для оцінки інформаційної ефективності систем з неперервними видами модуляції АМ, ФМ и ОМ.

Принципово новим є підхід до визначення показника  $g_{АМ}$  виграшу модуляції для випадку АМ. Відомі вирази для  $g$  справедливі при рівній потужності сигналів  $P_C$  різних видів модуляції в точці прийому[6].

До відомого виразу для  $g_{АМ}$  додано множник  $K_e \leq 1$ , який дозволяє врахувати той факт, що при випромінюванні сигналу передавальним пристроєм потужність сигналу суттєво залежить від кількості коливань, що випромінюються. Сигнал АМ

складається з трьох коливань (несучої та двох бокових смуг), тому по відношенню до сигналів ЧМ, ФМ, ОМ ( $K_e = 1$ ) його середня потужність зменшується в

$\Pi^2 \cdot \frac{(1 + m_{AM})^2}{(\Pi^2 + m_{AM}^2)}$  раз. У випадку  $\Pi = 3,3$  (мова) для АМ  $K_e = 0,275$  ( $m_{AM}=1$ ).

Подібний підхід важливий при оцінці систем, які використовують спектрально-складні сигнали, наприклад, у технологіях ортогонального частотного мультиплексування – OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), тому що дозволяють уникати завищених показників ефективності.

$\beta, \text{дБ}$

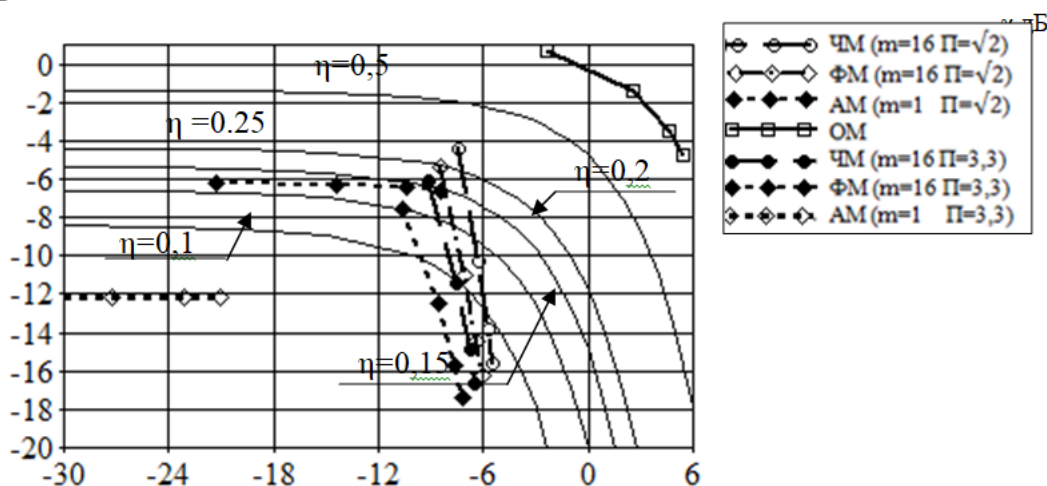


Рисунок 2.10 Точки частотної та енергетичної ефективності неперервних сигналів та криві показника інформаційної ефективності

Із номограми на рис.2.10 можна бачити, що з границею Шеннона теоретично співпадають показники ефективності системи з ОМ при  $\Pi=1,41$ . Найнижчі показники ефективності ( $\eta < 0,1$ ) мають місце при амплітудній модуляції (АМ), при цьому енергетична ефективність є майже незмінною, а узагальнена ефективність має дуже обмежену динаміку. Сигнали з кутовою модуляцією мають суттєву динаміку енергетичної та узагальненої ефективності ( $\eta = 0,3 \dots 0,1$ ). При рівних відношеннях потужностей сигнал/шум частотна модуляція має переваги перед фазовою за показниками узагальненої ефективності[4].

Відобразити одночасну динаміку трьох видів показників ефективності вдалося вперше.

Модифікація методики оцінки інформаційної ефективності дискретних сигналів.

Щоб використати запропоновану вище шкалу узагальненої інформаційної ефективності  $\eta$ , треба показати коректність використання всіх показників в межах загальної номограми як для випадку неперервних, так і дискретних сигналів[6].

З позицій аксіоматики Шеннона природа перенесення інформації неперервними й дискретними сигналами суттєво розрізняється, тому що відлік неперервного сигналу на виході джерела повідомлень несе нескінченну кількість інформації, а відлік дискретного сигналу з позиційністю  $M$  містить  $\log M$  біт.

Стосовно неперервного сигналу кількість переданої в СПІ інформації з урахуванням дії завад відображають співвідношення (1) – (2).

При передаванні дискретних сигналів з позиційністю  $M$  зі швидкістю  $V$  символів на секунду при вірогідності помилки приймання символу в каналі  $P_{ош}$  максимальна швидкість передачі інформації - пропускна здатність  $C_D$  визначається виразом:

$$C_D = V \cdot \left[ \log M + P_{ош} \log \frac{P_{ош}}{M-1} + (1 - P_{ош}) \log(1 - P_{ош}) \right].$$

Слід зазначити, що за теоремою Шеннона швидкість  $C_D$  одночасно є обмеженням для продуктивності джерела повідомлень дискретних  $R_D$ , і, як наслідок, продуктивності системи  $R$ . Отже  $R \leq C_D < C$ , де  $C$  визначається за виразом (1).

Тому цілком логічно виглядає співвідношення для узагальненої інформаційної ефективності [1]:

$$\eta_D = \frac{C_D}{C} = \frac{R}{C} = \frac{\frac{1}{2} (\log M + P_{ош} \log \frac{1}{M-1} + (1 - P_{ош}) \log(1 - P_{ош}))}{\log(1 + h^2)},$$

де  $h^2 = Q = P_C / P_{ш} = \alpha / V$ ,  $C = 2V \log(1 + h^2)$ , виходячи із припущення про те, що в (1)  $F = 2V$ .

На перший погляд вираз (9) не схожий на відповідний вираз (5). Але звернення до фізичного змісту чисельників цих виразів як значення взаємної

ентропії відліку  $H_1$  відповідно неперервного й дискретного сигналу дозволяє відобразити їх в універсальному вигляді:

$$\eta = \frac{R}{C} = \frac{H_1}{\log(1+Q)},$$

де у випадку джерела неперервних повідомлень

$$H_{1H} = \frac{1}{2k}(1+gQ)$$

з урахуванням різниці в  $k$  разів в смугах первинного та лінійного сигналів, а у випадку джерела дискретних повідомлень ( $k=2$ )

$$H_{1D} = \frac{1}{2}(\log M + P_{ош} \log \frac{1}{M-1} + (1-P_{ош}) \log(1-P_{ош})).$$

Саме єдність фізичної сутності показника  $\eta$  у вигляді формули дає підстави вважати припустимим використання шкали  $\eta$   $[0,1]$  для всіх видів сигналів.

Відповідно, для дискретних сигналів коефіцієнт енергетичної ефективності визначається виразом:

$$\beta_D = \frac{C_D}{\alpha} = \frac{R}{\alpha} = \frac{\log M + P_{ош} \log \frac{1}{M-1} + (1-P_{ош}) \log(1-P_{ош})}{h^2} = \frac{\gamma}{Q},$$

якій свідчить про єдність до показника  $\beta$  у виразах.

Коефіцієнт частотної ефективності визначається наступним виразом:

$$\gamma_D = \frac{R_D}{F} = H_{1D}.$$

З урахуванням цієї формули можна бачити універсальність таких виразів.

Перейдемо до задачі визначення параметрів ефективності для дискретних сигналів та оцінці впливу значення вірогідності помилки на інформаційні характеристики [6].

Розглянемо кроки модифікації відомої методики оцінки ефективності СПІ для випадку дискретних сигналів на прикладі сигналів фазової маніпуляції (PSK—phase-shift keying).

Відомо [2], що завадостійкість сигналів PSK суттєво розрізняється при зміні позиційності  $M$ , тобто кількості біт в одному відліку модульованого сигналу (див. рис.2.3.3).

Виходячи з виду PSK, кожному значенню  $P_{\text{ОШ}}$  можна поставити у відповідність значення  $h^2$  и тому скористатися виразами (9), (13), (14) для визначення показників  $\{\eta; \beta; \gamma\}$  для відповідних PSK-M ( $M=2, 4, 8, 16$ ).

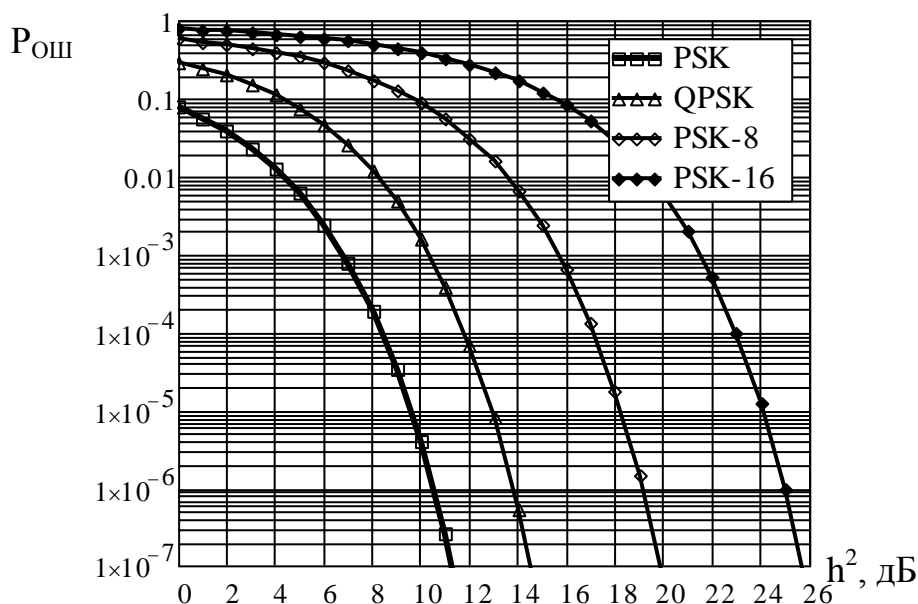


Рисунок 2.11 Криві завадостійкості сигналів PSK

Розраховані значення параметрів ефективності багатопозиційних сигналів фазової маніпуляції для діапазону  $P_{\text{ОШ}} = 10^{-3} - 10^{-7}$  нанесені на площину  $\{\eta; \beta; \gamma\}$  (рис. 2.12).

Значним досягненням модифікованої методики є те, що  $P_{\text{ОШ}}$  вирахована не для вірогідності помилки в визначенні багатобітового відліку дискретного сигналу (як в [1, 3]) , а для вірогідності помилки окремого біту окремого отримувача дискретного повідомлення, тобто показники ефективності поставлені у відповідність не до вимог до пристрою демодуляції, а у відповідність до вимог користувача щодо достовірності отриманих повідомлень.

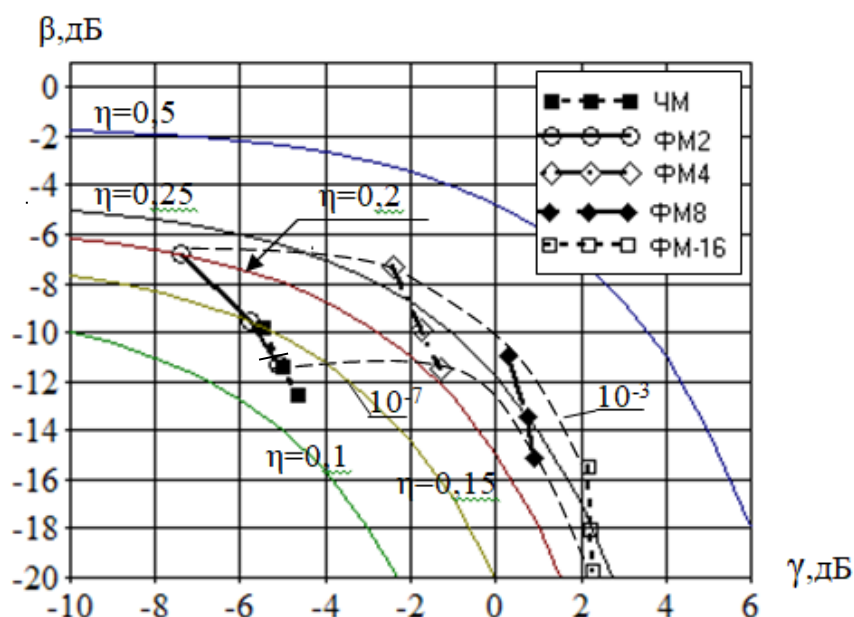


Рисунок 2.12 Точки енергетичної та частотної ефективності дискретних сигналів ФМ та ЧМ, криві інформаційної ефективності

Можна бачити, що на відміну від послідовно-ієрархічної поведінки показників достовірності (рис.2.11) показники  $\{\eta; \beta; \gamma\}$  мають значно складнішу динаміку. В підтвердження відомих закономірностей [1, 3], збільшення позиційності  $M$  сигналів PSK- $M$  суттєво покращує частотну ефективність  $\gamma$  СП, одночасно погіршуючи енергетичну ефективність  $\beta$ . Одночасно суттєвий стрибок узагальненої ефективності  $\eta$  має місце лише при переході від бінарної PSK до PSK-4 (QPSK). Подальше зростання  $M$  не викликає росту  $\eta$ . Цей висновок стає очевидним лише завдяки введеної шкалі  $\eta$ [6].

Поряд з цим, новим є наглядне відображення тенденції погіршення узагальнених показників інформаційної ефективності при покращенні достовірності сигналів PSK- $M$ . Можна бачити, що при покращенні достовірності інформаційний показник  $\eta$  суттєво зменшується на фоні значного погіршення енергетичної ефективності  $\beta$  та слабкої позитивної динаміки показника частотної ефективності  $\gamma$ .

## 2.4 Висновки з розділу 2

В другому розділі було описані показники ефективності телекомунікаційних систем. Починаючи з історії створення, закінчуючи модифікованою методикою розрахунку показників інформаційної, енергетичної та частотної ефективності.

Детально була описана модифікована методика оцінки ефективності систем передавання інформації, запропоновану проф. Зюко А.Г., не змінюючи її фізичної сутності, наступними новими можливостями.:

- нова система координат для відображення показників ефективності  $\{\eta; \beta; \gamma\}$  на шкалі для неперервних та дискретних систем передачі в області, обмеженій межею Шеннона;

- введення шкали узагальненої інформаційної ефективності  $\eta$  для визначення її числових значень у діапазоні  $0 < \eta \leq 1$ ;

- розширення діапазону параметрів, які мають відображаються при зміні вимог до достовірності (ймовірності помилки)  $P_{\text{ош}}$  при оцінці ефективності різних СП;

- доступність комплексної оцінки ефективності різних систем передачі інформації на основі трьох показників інформаційної ефективності: узагальненої  $\eta$ , частотної  $\gamma$ , енергетичної  $\beta$ , які роблять таку оцінку більш об'єктивною.

- уточнення послідовності оцінки ефективності СП з окремими видами модуляції (АМ та PSK-M).

## РОЗДІЛ 3. ОЦІНКА ІНФОРМАЦІЙНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ СИСТЕМ З ТЕХНОЛОГІЯМИ UMTS І LTE.

### 3.1 Оцінка інформаційної ефективності системи з технологією UMTS

Отже, для дискретних повідомлень, що передаються по каналу зі швидкістю  $\nu = 1/\tau$  ( $\tau$  – тривалість переданого одного символу)  $m$ -них символів за секунду і приймаються із імовірністю  $p_{\text{ош}}$ , швидкість передачі інформації не має бути більше, ніж пропускна здатність дискретного каналу [8]:

$$C_{\text{дкз}} = \nu \left[ \log m + p_{\text{ош}} \log \left( \frac{p_{\text{ош}}}{m-1} \right) + (1-p_{\text{ош}}) \log(1-p_{\text{ош}}) \right], \quad (3.1.)$$

де  $p_{\text{ош}}$  – імовірність помилкового прийому символу, що залежить від способу прийому та виду модуляції,  $m$  – основа коду.

Модель каналу зв'язку, що відповідає формулі (3.1), показано на рис.3.1.

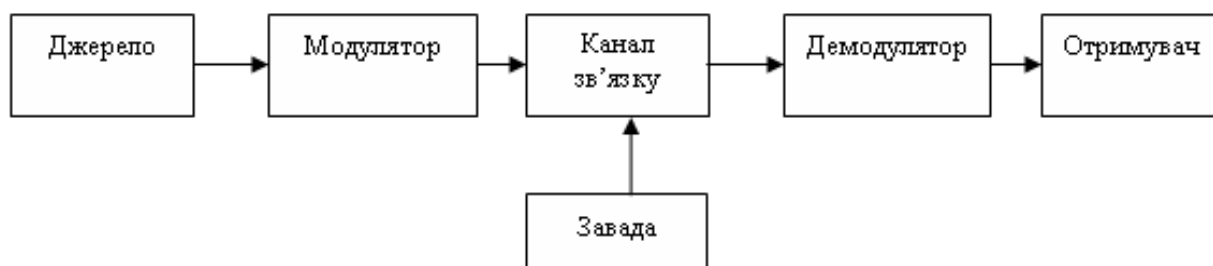


Рисунок 3.1 Модель системи передачі інформації

Основними елементами даної моделі зображено: «джерело - отримувач», модем, лінія зв'язку та завади. Модем складається з модулятора і демодулятора, що забезпечують перетворення символів джерела у  $m$  послідовність модульованих сигналів для узгодження із лінією зв'язку і демодульованих із кінцевою імовірністю  $p_{\text{ош}}$  через дію завад[5].

Перетворення у моделі системах передачі інформації на прикладі технології UMTS. Як приклад технології, де використовуються дані перетворення, є такі технології як UMTS [9].

Технології зі стандартом UMTS використовує канал для транспортування інформації, що займає діапазон частот шириною 5 МГц. Для транспортування інформації від базової станції до абонентської станції та у зворотньому напрямку



застосовуються способи багатопозиційної маніпуляції, а саме квадратурна амплітудна модуляція ( $m=16$ , QAM-16), а також квадратурна фазова маніпуляція ( $m=4$ , QPSK). При цьому швидкість передавання чипів (елементарних символів) –  $\nu = 3,84$  Мчп/с. Використавши формулу (3.1), розрахуємо значення пропускної здатності  $C_{UMTS}$  для значень  $m = 16; 4$ ; та імовірностей помилки  $p_{\text{ош}}$  для QAM-16 та QPSK, що визначаються за формулами [8]:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{\text{ош}QPSK}(h^2) = 0,5 \left[ 1 - \Phi(\sqrt{h^2}) \right], \\ P_{\text{ош}QAM16}(h^2) = 1 - \left( 1 - \frac{2(1 - \frac{1}{\sqrt{16}})}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{\frac{3}{16-1}}h^2}^{\infty} \exp(-\frac{u^2}{2}) du \right)^2 \end{array} \right. \quad (3.2)$$

На рис. 3.2 наведено залежності, отримані за формулою (3.1) із врахуванням (3.2). Якщо швидкість в каналі  $\nu$  не змінюється, зростання енергетичних параметрів веде до зростання пропускної здатності, поки  $p_{\text{ош}}$  не досягне значення близького до 0. В такому випадку зростання енергетичних параметрів перестане впливати на пропускну здатність  $C_{UMTS} \rightarrow \nu \log m$ . Як бачимо, що у випадку QPSK межа  $C_{UMTS}$  може бути досягнута при менших значеннях  $h^2$  через більшої завадостійкості, проте у QAM-16 інформаційні можливості відповідно більші [5].

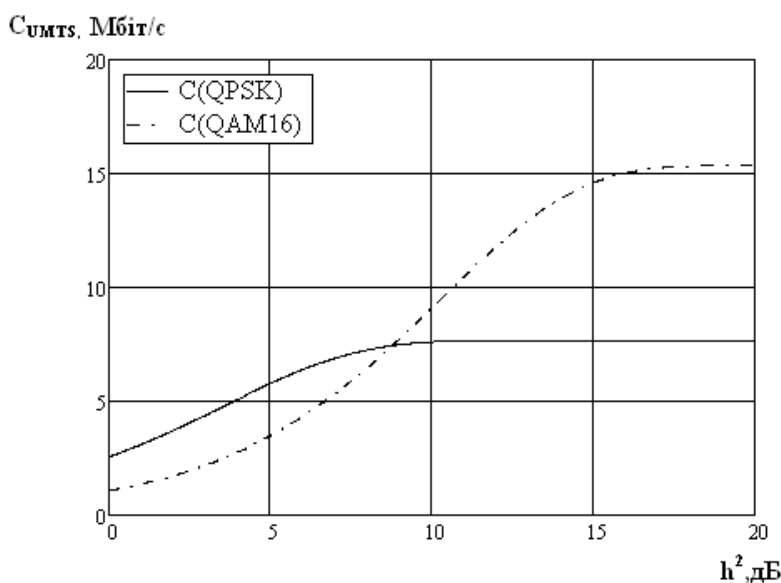


Рисунок 3.2 Залежність пропускної здатності каналу від енергетичних параметрів при маніпуляціях QAM-16, QPSK

Швидкість передавання інформації при таких перетвореннях обмежені границею Шеннона (3.1).

Як доповнення до схеми (рис.3.1) у новітніх системах застосовуються другі перетворення при передачі символів від джерела до отримувача інформації (рис.3.3).

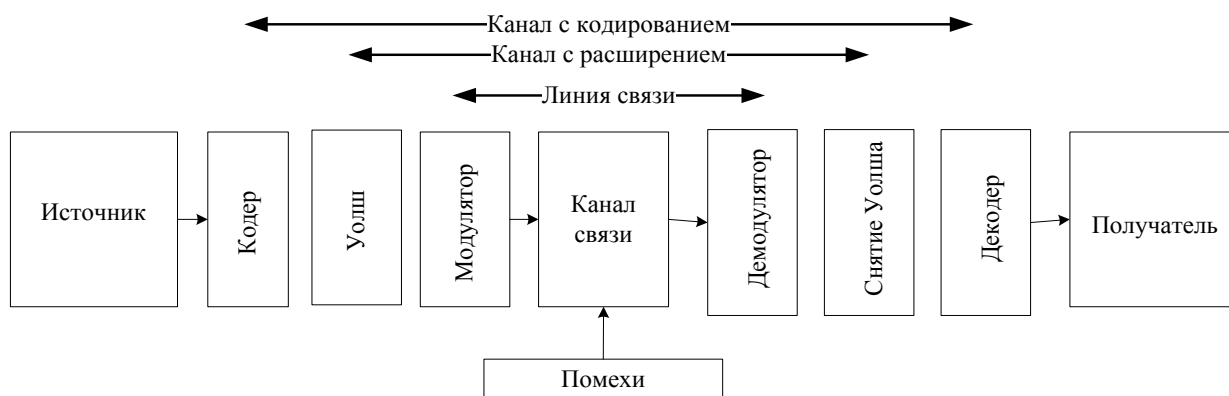


Рисунок 3.3 Модель системи передачі дискретної інформації

Також, до додаткових перетворень відноситься ланка «Уолш» розширення спектру сигналів на основі ортогонального базису Уолша, ланка «кодер» завадостійке кодування. При цьому зберігається застосування багатопозиційної маніпуляції ланка «модулятор» для передачі по каналу зв'язку в  $m$  вигляді.

Кожне подальше перетворення символів з джерела інформації впливає на загальну продуктивність(швидкість передачі) системи передачі. Чим більша кількість перетворень, тим менша кількість інформаційних символів в послідовності, що передається в каналі[5].

Такі перетворення змінюють швидкість передачі у каналі зв'язку  $R_{\text{дкз}}$  так, що досягнення передавання інформації стає неможливим зі швидкістю  $C_{\text{дкз}}$ .

Далі розглянемо етапи перетворення і символів на кожній ділянці моделі, яка проілюстрована на рис.3.3.

Співвідношення між продуктивністю систем та пропускну здатністю передачі на прикладі технології UMTS з урахуванням можливості розширення спектру.

Назначення етапу розширення спектру сигналів на базі ортогонального базису Уолша полягає в використанні ідентифікації фізичних каналів для різних користувачів. Для кожного абонентського терміналу в даній технології виділяється певний унікальний каналний код[5]. Тоді, коли для збільшення швидкості передавання базової станції передає повідомлення для декількох абонентських станцій одночасно, то використовуються каналоутворюючі сигнали на базі ортогонального базису.

Використання можливості адаптації UMTS до різних потреб абонентів у швидкостях передавання даних, головним чином, забезпечується каналоутворюючими сигналами із змінним коефіцієнтом функції розширення спектру – OVSF (Orthogonal Variable Spreading Factor). Ортогональність сигналів для різних користувачів забезпечується в межах мобільного. Коефіцієнт розширення спектру показує, кількість чипів, що застосовується на один символ в радіоканалі або у скільки разів розширюється спектр сигнал. Коефіцієнт розширення спектру  $K$  для каналу задає відповідність між швидкістю слідування біт та символів у прямому каналі, та розраховується наступним чином:  $K=2^x$  при  $x = 2,3,\dots,8$ . Також, це розширення сигналів вносить певну частку до зміни швидкості передачі в каналі[5].

При незначній кількості активних абонентів система, що використовує функції Уолша для розділення користувачів, має значну корегуючу здатність, що реалізується автоматично унаслідок розділення сигналів. Коли, при повній загрузці таких каналів система суттєво поступається системі з часовим розділенням сигналів саме через порушення ортогональності через дії завад [5]. Через це у розрахунках наведено приклад, коли всі ресурси системи застосовуються для обслуговування одного користувача при незмінній швидкості передачі.

Етап ущільнення розглянемо як кодування з наступною швидкістю  $r_y = 1/K$ , де  $K$  – коефіцієнт розширення каналу.

Швидкість передачі на даному етапі дорівнює:

$$R_y = \nu \cdot r_y \cdot (\log m + p_{\text{ош}y} \log \left( \frac{p_{\text{ош}y}}{m-1} \right) + (1 - p_{\text{ош}y}) \log(1 - p_{\text{ош}y})) \leq C_{\text{UMTS}}, \quad (3.3)$$

де  $p_{\text{ош}y}$  – імовірність помилки, що отримана після декодування функцій Уолша.

Також, необхідно зазначити, що  $p_{\text{ош}y}$  в цьому випадку відповідає імовірність помилки, коли ресурси системи застосовуються для обслуговування одного користувача. На рис.3.4 наведено залежності, що застосовуються, і коефіцієнт розширення каналу за умови, що в системі лише один абонент.

За використання системи одним користувачем перетворення Уолша збільшує енергетичні показники пропорційно коефіцієнту розширення каналу[12]. У такому випадку, коли повна завантаженість системи послідовностями Уолша перетворення лише знижує завадостійкість системи.

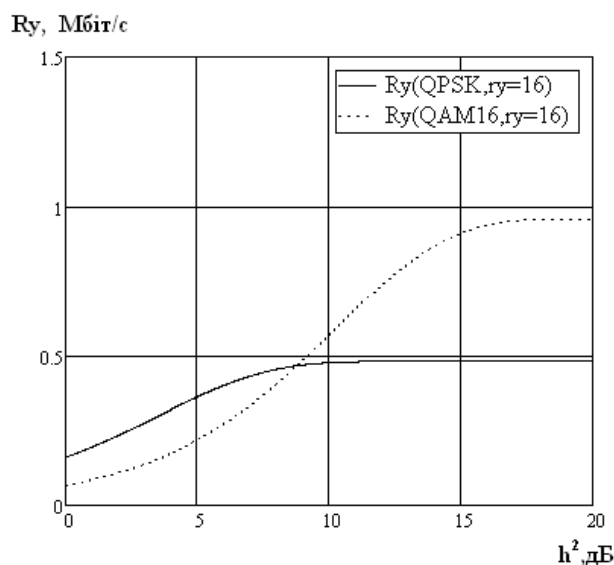


Рисунок 3.4 Залежність енергетичних параметрів каналу від пропускної здатності на етапі перетворення Уолша

Співвідношення між продуктивністю систем та пропускною здатністю передачі на прикладі технології UMTS з урахуванням використання завадостійкого кодування.

Далі етап перетворення з використанням завадостійке кодування. На цьому етапі відбувається поліпшення показників достовірності у порівнянні із значенням  $p_{\text{ош}}$  за виразом (3.1). Платою за поліпшення достовірності буде подальше зниження,

через надмірність коду, продуктивності каналу передавання інформації. Далі розглянемо детальніше фактори.

У стандарті UMTS блок «кодер» використовує завадостійке кодування. Однією з опцій стандарту UMTS передбачено кодування згортковим кодом [5]. Згорткові коди використовуються для кодування з інформаційною швидкістю не більше 32 кбіт/с. Швидкість кодування приймає значення  $r_{3K}=1/2$  та  $r_{3K}=1/3$ . Довжина кодового обмеження у обох випадках дорівнює 9.

Однією з найважливіших характеристик згорткового коду є вільна відстань  $d_f$ . Вільна відстань є мірою розпізнавання двох найбільш близьких кодових послідовностей нескінченної довжини на виході кодера та в значній мірі визначає завадостійкість системи із згортковим кодуванням.

Крім параметрів  $r_{3K}$  та  $d_f$ , кожний згортковий код характеризується набором коефіцієнтів  $S_k$ , які називаються спектром ваги згорткового коду [3,4]. Спектр ваги коду показує сумарне число помилок на виході декодера, коли замість вірного шляху по решітчастій діаграмі вибирають помилкові шляхи, які віддалені від вірного на величину  $d_f=k$ .

Розрахунок вірогідності на біт на виході декодера збігається до обчислення ваги, як показано в [3], за формулою

$$P_{\text{ошибка}} \leq \sum_{k=d_f}^{\infty} S_k P_k, \quad (3.4)$$

де  $P_k$  – імовірність помилки декодованого символу для випадку гнучкого рішення.

$S_k$  – коефіцієнти, які є складовими спектра ваги.

Результати розрахунку надано на рис.3.5. Можна бачити, що імовірність залежить від послідовності декодування. Якщо помилковий шлях на решітчастій діаграмі відрізняється від вірного шляху на  $k$  символів та на виході демодулятора приймаються жорсткі рішення (дискретний канал з двійковим виходом), то імовірність визначається за умов, що на довжині послідовності на вході декодера, яка складається з  $k$  символів, відбудеться  $(k+1)/2$  та більше помилок, тобто

$$\left\{ \begin{array}{l} p_K = \sum_{i=\frac{k+1}{2}}^k C_k^i P_{o,k}^i (1-P_{o,k})^{k-i} \quad \text{при парному } k \\ p_K = \sum_{i=\frac{k+1}{2}}^k C_k^i P_{o,k}^i (1-P_{o,k})^{k-i} + \frac{1}{2} C_k^{k/2} P_{o,k}^{k/2} (1-P_{o,k})^{k/2} \quad \text{при непарному } k \end{array} \right.$$

де  $P_{o,k}$  – імовірність помилок в каналі [1].

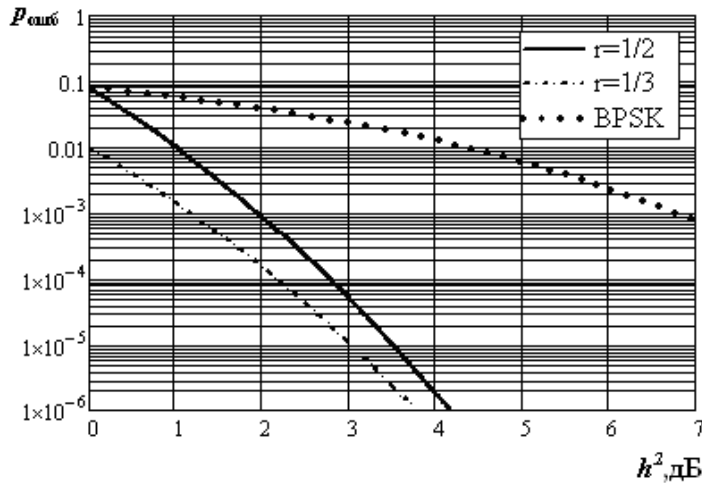


Рисунок 3.5 Достовірність прийняття символів при використанні згорткових кодів, які використовуються в стандарті UMTS

З урахуванням відомостей о достовірності прийняття символів після декодера завадостійкого кодування продуктивність каналу на ділянці від джерела до отримувача інформації:

$$R_K = \nu \cdot r_y \cdot r_{зк} \log m (1 + p_{ошиб} \log p_{ошиб} + (1 - p_{ошиб}) \log (1 - p_{ошиб})) \ll C_{UMTS}, \quad (3.6)$$

де  $r_{зк}$  – швидкість завадостійкого кодування, а  $p_{ошиб}$  – імовірність помилки біта інформації, яка визначається за формулою (3.4) з урахуванням (3.2) та (3.5).

Результати розрахунку продуктивності  $R_{UMTS}$  представлена на рис. 3.6.

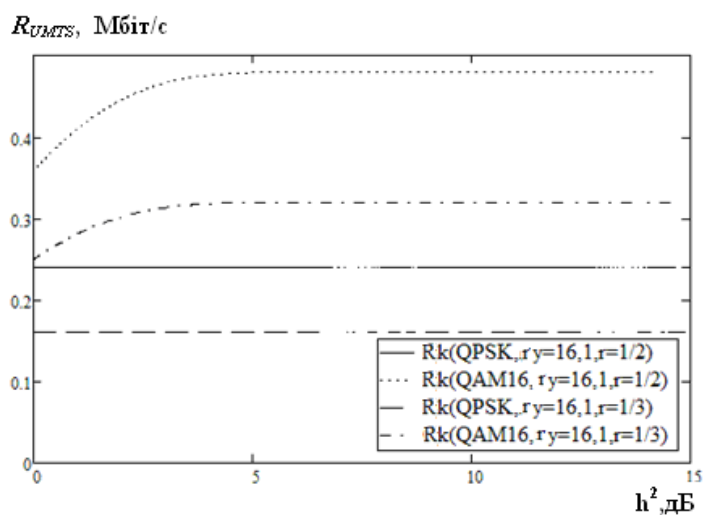


Рисунок 3.6 Залежність продуктивності каналу від енергетичних параметрів каналу з урахуванням завадостійкого кодування (— QPSK,  $r_y=16$ ,  $r_{ЗК}=1/2$ , .... QAM16,  $r_y=16$ ,  $r_{ЗК}=1/2$ , — - QPSK,  $r_y=16$ ,  $r_{ЗК}=1/3$ , - - - QAM16,  $r_y=16$ ,  $r_{ЗК}=1/3$ )

Максимальні значення  $R_{UMTS \text{ макс}} = v \cdot r_y \cdot r_{ЗК}$  відповідно до сигналів QPSK досягаються досить швидко, що пояснюється досить високою енергетичною ефективністю сигналів QPSK. У даному випадку продуктивність напряму залежить від швидкості кодування.

Для QAM16 спостерігається аналогічна ситуація, але при швидкості кодування  $r_{ЗК}=1/3$  гранична продуктивність досягається раніше ніж для випадку  $r_{ЗК}=1/2$ , що пояснюється більшою завадостійкістю коду  $r_{ЗК}=1/3$ , хоча продуктивність у випадку з кодом  $r_{ЗК}=1/3$  – менша[5].

Із рис.3.1.6 видно, що комплексне використання заходів для збільшення завадостійкості може привести до зниження продуктивності до  $K/r_{пк} \gg 1$  разів у порівнянні з пропускною здатністю  $C_{UMTS}$ , а використання сигналів багатопозиційної маніпуляції підвищує продуктивність в  $\log m$  разів в порівнянні з випадком використання бінарних маніпульованих сигналів[5]. Так, при швидкості передавання елементарних символів застосування QAM16 при значеннях  $h^2 = 4$  дБ досягається пропускна здатність каналу  $C_{UMTS} = 3,5$  Мбіт/с (рис.3.2). При цьому використання коду зі швидкістю  $r_{пк} = 1/2$  та коефіцієнтом розширення  $K = 16$  дозволяє забезпечити кінцеву швидкість передавання інформації (продуктивність)

всього лише  $R_{UMTS} = 0,5$  Мбіт/с (рис.3.6), але при підвищенні достовірності на 4 порядки (з  $10^{-2}$  до  $10^{-6}$ ).

#### Розрахунок показника інформаційної ефективності

При пропускній здатності  $C_{UMTS} = 3,5$  Мбіт/с (QAM16 при значеннях  $h^2 = 4$  дБ), а продуктивність  $R_{UMTS} = 0,45$  Мбіт/с (QAM16,  $r_y=16$ ,  $r_{3K}=1/2$ ) маємо наступну інформаційну ефективність:

$$\eta = \frac{R_{UMTS}}{C_{UMTS}} = \frac{0,45}{3,5} = 0,129$$

При пропускній здатності  $C_{UMTS} = 3,5$  Мбіт/с (QAM16 при значеннях  $h^2 = 4$  дБ), а продуктивність  $R_{UMTS} = 0,18$  Мбіт/с (QAM16,  $r_y=16$ ,  $r_{3K}=1/3$ ) маємо наступну інформаційну ефективність:

$$\eta = \frac{R_{UMTS}}{C_{UMTS}} = \frac{0,3}{3,5} = 0,05$$

При пропускній здатності  $C_{UMTS} = 5$  Мбіт/с (QPSK при значеннях  $h^2 = 4$  дБ), а продуктивність  $R_{UMTS} = 0,25$  Мбіт/с (QPSK,  $r_y=16$ ,  $r_{3K}=1/2$ ) маємо наступну інформаційну ефективність:

$$\eta = \frac{R_{UMTS}}{C_{UMTS}} = \frac{0,25}{5} = 0,05$$

При пропускній здатності  $C_{UMTS} = 5$  Мбіт/с (QPSK при значеннях  $h^2 = 4$  дБ), а продуктивність  $R_{UMTS} = 0,16$  Мбіт/с (QPSK,  $r_y=16$ ,  $r_{3K}=1/3$ ) маємо наступну інформаційну ефективність:

$$\eta = \frac{R_{UMTS}}{C_{UMTS}} = \frac{0,16}{5} = 0,032$$

За шкалою(рис.3.) узагальненої інформаційної ефективності, визначемо показники енергетичної та частотної ефективності для розрахованих вище показників узагальненої ефективності.



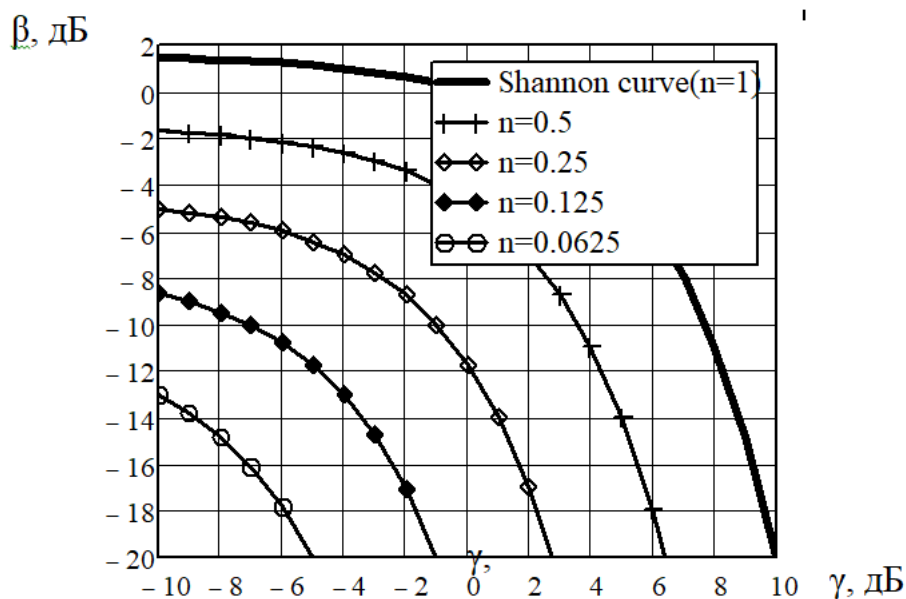


Рисунок 3.7 Границя Шеннона та еквіпотенціальні криві, які відображають сталу інформаційну ефективність

- 1) Для  $\eta = 0,129 \rightarrow \gamma = -4, \beta = -13$
- 2) Для  $\eta = 0,05 \rightarrow \gamma = -7, \beta = -16$
- 3) Для  $\eta = 0,05 \rightarrow \gamma = -7, \beta = -16$
- 4) Для  $\eta = 0,032 \rightarrow \gamma = -8, \beta = -18$

### 3.2 Оцінка інформаційної ефективності системи з технологією LTE

Параметри, що впливають на швидкість стандарту LTE і способи їх оцінки

Швидкості, які може забезпечити технологія LTE в низхідному і висхідному каналах (від базової станції до мобільного пристрою і назад), залежать від безлічі важливих параметрів - метод дуплексування каналів, наявний діапазон частот, вид модуляції піднесуших, метод завадостійкого кодування даних, використання технологій MIMO, витрати ресурсів на управління, тривалість циклічних префіксів і інші.

Принципово новим рішенням для радіоінтерфейсу LTE стало використання нових методів множинного доступу - OFDMA в низхідному каналі (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) і SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access) - у висхідному. Важливо, що весь наявний спектр розбивається на

ортогональні піднесущие по 15 кГц (в низхідному каналі), кожна з яких в свою чергу модулюється певним видом модуляції (від QPSK до QAM64). 12 піднесущих - мінімальна смуга, що виділяється для одного абонента. Використання багатопозиційних методів модуляції вимагає каналів з високим рівнем відношення сигнал / шум, погіршення же радіоусловій призведе до зниження порядку модуляції, а, відповідно, і швидкості передачі даних. Таким чином, при поганих радіоумовах максимальні швидкості передачі даних в низхідному каналі можна сміливо розділити на 3 (при QPSK одночасно передаються 2 біти інформації, при QAM64 - 6 біт).

Крім порядку модуляції важливо брати до уваги і схему завадостійкого кодування.

#### Масштабованість ширини частотного каналу в LTE

Найважливішою особливістю мереж LTE є масштабованість займаного ними частотного спектра від 1.4 до 20 МГц (можливі смуги - 1.4, 3, 5, 10, 15 і 20 МГц), яка сприяє швидкому впровадженню технології в умовах обмеженості радіоресурсів. Очевидно, що, чим ширше смуга, тим більше будуть швидкості. Нижче в таблиці 1 наведені співвідношення між шириною смуги і кількістю піднесущих та ресурсних блоків (ресурсний блок - це 12 піднесущих в частотній області і один тайм-слот або 7 OFDM-символів в тимчасовій області).

Таблиця 3.1 Співвідношення між шириною смуги частот та числом ресурсних блоків

Смуга, МГц	1.4	3	5	10	15	20
Число піднесущих	72	180	300	600	900	1200
Число ресурсних блоків	6	15	25	50	75	100

Важливим фактором при оцінці можливостей LTE є застосування технології MIMO (Multiple Input Multiple Output). Існують кілька варіантів застосування MIMO - для збільшення абонентської ємності, при цьому з різних антен передається різна інформація і для поліпшення покриття. В останньому випадку з декількох антен

передається одна і та ж інформація, що дозволяє абонентським пристрою комбінувати сигнал з різних антен, покращуючи його якість. Як правило, для збільшення абонентської ємності, оператори використовують першу опцію MIMO. У цьому випадку використання MIMO 2x2 (NMIMO = 2 - порядок MIMO) призведе до збільшення швидкості передачі даних в низхідному каналі вдвічі. Однак реалізація такої схеми потребуватиме додаткових частотно-часові ресурси для передачі опорних пілот-сигналів антен.

### Оцінка пропускної здатності в LTE

Для того щоб оцінити швидкості передачі даних в низхідному каналі (downlink), спочатку обчислюємо, скільки ресурсних елементів (або OFDM-символів) передається в мілісекундному кадрі в залежності від наявної смуги частот. Якщо час поширення невелика (використовується короткий циклічний префікс), то в одному субкадрі на одній піднесущій передається 14 OFDM-символів. Таким чином, число OFDM-символів в кадрі дорівнюватиме  $10 \cdot 14 \cdot 12 \cdot \text{NRB}$  (10 - число субкадрів в кадрі, 12 - число тих, що піднесуть в ресурсному блоці).

Далі із загального числа символів, необхідно відняти число символів, виділених під канали управління. Розглянемо приклад з наступними вихідними даними: FDD-режим, 1.4 МГц - ширина наявної смуги частот, навантаження досить висока.

Всього ресурсних елементів -  $10 \cdot 14 \cdot 12 \cdot 6 = 10080$

З них: 72 - під PSS, 72 - під SSS, 288 - під PBCH.

$10 \cdot 6 \cdot 12 \cdot 3 = 2160$  - під PDCCH, PCFICH, PHICH і частина RS

348 - решта опорних сигналів RS (якщо без MIMO, при використанні ж MIMO2x2 це число подвоїться)

Разом: 2940 OFDM-символів з 10080 зайнято службовими каналами - 29% частотно-часового ресурсу (пропускна здатність 0,71).

На малюнку 3 наводяться залежності витрат ресурсів на службові канали від ширини діапазону частот.

Наступний крок - відкинувши службові символи, можна також сміливо відкинути ще 1/14 від їх кількості, займають циклічним префіксом, який не несе в

собі корисної інформації. Решта інформаційні необхідно помножити на кількість біт, які вони можуть містити. Число біт в символі буде визначатися способом модуляції піднесуть - 2, 4 і 6 біт відповідно для QPSK, QAM16 і QAM64.

Далі необхідно врахувати вплив завадостійкого кодування. При швидкості кодування, наприклад,  $\frac{1}{2}$  половина від отриманого числа біт піде на надмірність.

Використання MIMO збільшує швидкість в кратне число раз. Це найосновніші особливості, які необхідно враховувати при оцінці швидкості. Виконавши подібні розрахунки, нескладно отримати швидкості передачі даних в низхідному каналі, наведені нижче в таблицях 3.2 і 3.3.

Таблиця 3.2. Продуктивність в низхідному каналі LTE при низькому навантаженні на мережу.

Схема модуляції та кодування	1,4 МГц	3 МГц	5 МГц	10 МГц	15 МГц	20 МГц
QPSK $\frac{1}{2}$	0,8	2,1	3,5	6,9	10,4	13,9
QPSK $\frac{3}{4}$	1,2	3,1	5,2	10,4	15,6	20,9
QPSK	1,6	4,1	7,0	13,9	20,8	27,8
QAM16 $\frac{1}{2}$	1,6	4,1	7,0	13,9	20,8	27,8
QAM16 $\frac{3}{4}$	2,6	6,2	10,5	20,8	31,3	41,7
QAM16	3,2	8,2	13,9	27,7	41,7	55,6
QAM64 $\frac{3}{4}$	3,6	9,2	15,7	28,7	46,9	62,6
QAM64	4,8	12,3	20,1	41,6	62,5	83,4
QAM 64 MIMO 2x2	9,2	23,7	39,7	79,9	120,2	160,4

Таблиця 3.3 Продуктивність в низхідному каналі LTE при високому навантаженні на мережу

Схема модуляції та кодування	1,4 МГц	3 МГц	5 МГц	10 МГц	15 МГц	20 МГц
QPSK $\frac{1}{2}$	0,7	1,7	2,9	5,8	8,7	11,7
QPSK $\frac{3}{4}$	1,0	2,6	4,3	8,7	13,1	17,5
QPSK	1,3	3,4	5,8	11,6	17,5	23,4
QAM16 $\frac{1}{2}$	1,3	3,4	5,8	11,6	17,5	23,4
QAM16 $\frac{3}{4}$	1,8	5,2	8,7	17,5	26,2	35,0
QAM16	2,7	6,7	11,6	23,3	35,0	46,7
QAM64 $\frac{3}{4}$	3,0	7,7	13,0	26,2	39,4	52,6
QAM64	4,0	10,3	17,3	34,9	52,5	70,1
QAM 64 MIMO 2x2	7,6	19,6	33,1	66,6	100,1	133,7

В процесі моделювання були побудовані графіки залежності максимальної пропускної здатності від енергетичних параметрів при різних смугах частот стандарту LTE.

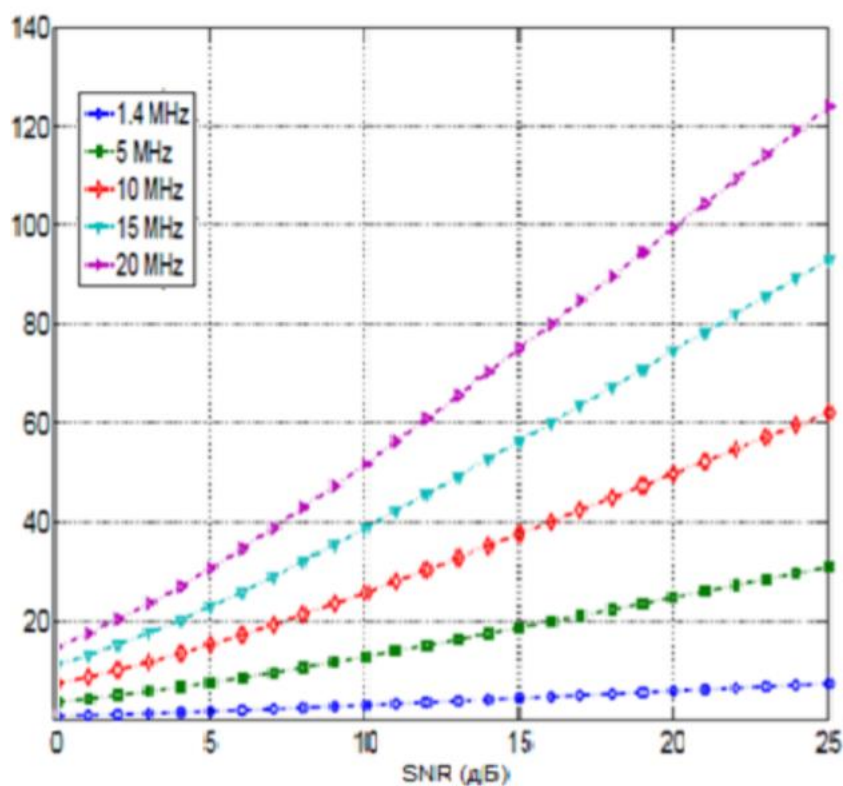


Рисунок 3.8 Залежність пропускної здатності від відношення сигнал/шум при різних смугах частот

Отримані дані можемо далі розглядати, як верхню межу реальної швидкості передачі даних в системі.

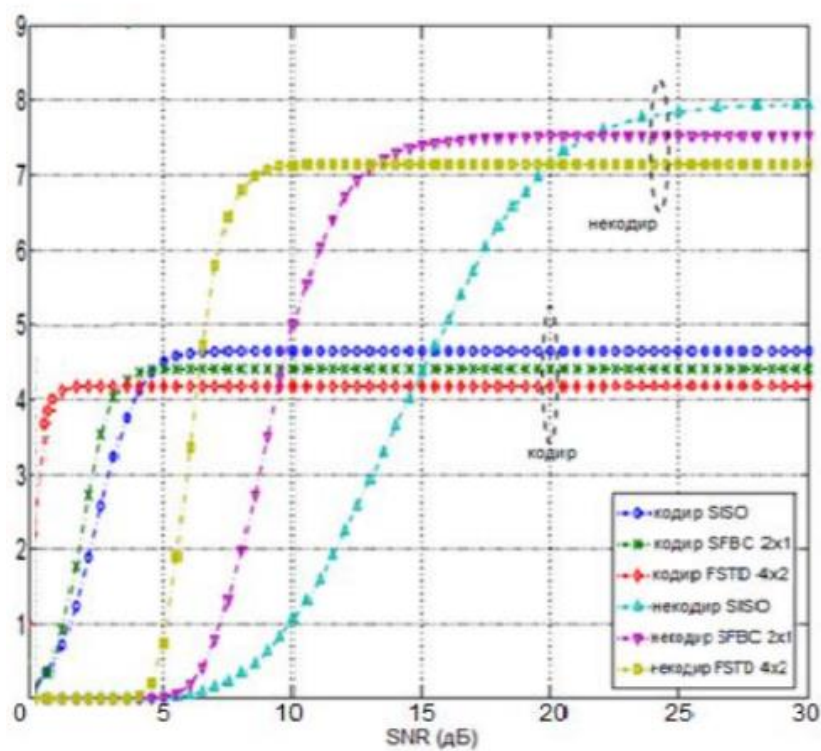


Рисунок 3.9 Залежність швидкості передачі даних при модуляції QPSK від відношення сигнал/шум при різних схемах передачі

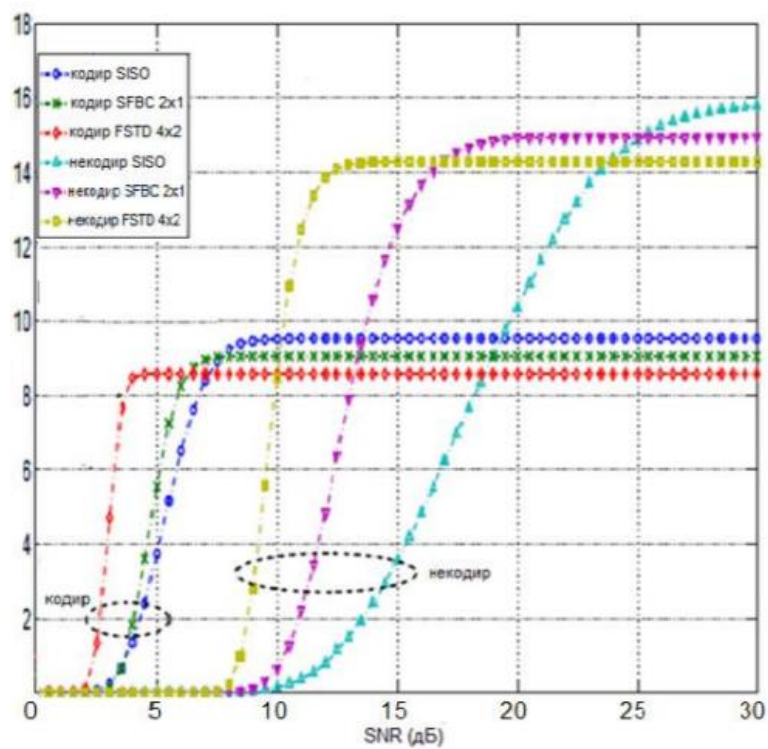


Рисунок 3.10 Залежність швидкості передачі даних при модуляції QAM-16 від відношення сигнал/шум при різних схемах передачі

Для розрахунків використаємо наступні значення стандарту LTE: смуга частот 10 МГц, число ресурсних блоків = 50, число піднесущих = 600, ефективна смуга частот = 9 МГц.

Розрахунок показника інформаційної ефективності

1) При пропускній здатності  $C_{LTE} = 12$  Мбіт/с (QAM16 при значеннях  $h^2 = 5$  дБ), а продуктивність  $R_{LTE} = 4$  Мбіт/с маємо наступну інформаційну ефективність:

$$\eta = \frac{R_{LTE}}{C_{LTE}} = \frac{4}{12} = 0,3$$

2) При пропускній здатності  $C_{LTE} = 25$  Мбіт/с (QAM16 при значеннях  $h^2 = 10$  дБ), а продуктивність  $R_{LTE} = 8$  Мбіт/с маємо наступну інформаційну ефективність:

$$\eta = \frac{R_{LTE}}{C_{LTE}} = \frac{8}{25} = 0,32$$

3) При пропускній здатності  $C_{LTE} = 12$  Мбіт/с (QPSK при значеннях  $h^2 = 5$  дБ), а продуктивність  $R_{LTE} = 3,8$  Мбіт/с маємо наступну інформаційну ефективність:

$$\eta = \frac{R_{LTE}}{C_{LTE}} = \frac{3,8}{12} = 0,32$$

4) При пропускній здатності  $C_{LTE} = 25$  Мбіт/с (QPSK при значеннях  $h^2 = 10$  дБ), а продуктивність  $R_{LTE} = 4,5$  Мбіт/с маємо наступну інформаційну ефективність:

$$\eta = \frac{R_{LTE}}{C_{LTE}} = \frac{4,5}{25} = 0,18$$

За шкалою (рис.3.) узагальненої інформаційної ефективності, визначемо показники енергетичної та частотної ефективності для розрахованих вище показників узагальненої ефективності.

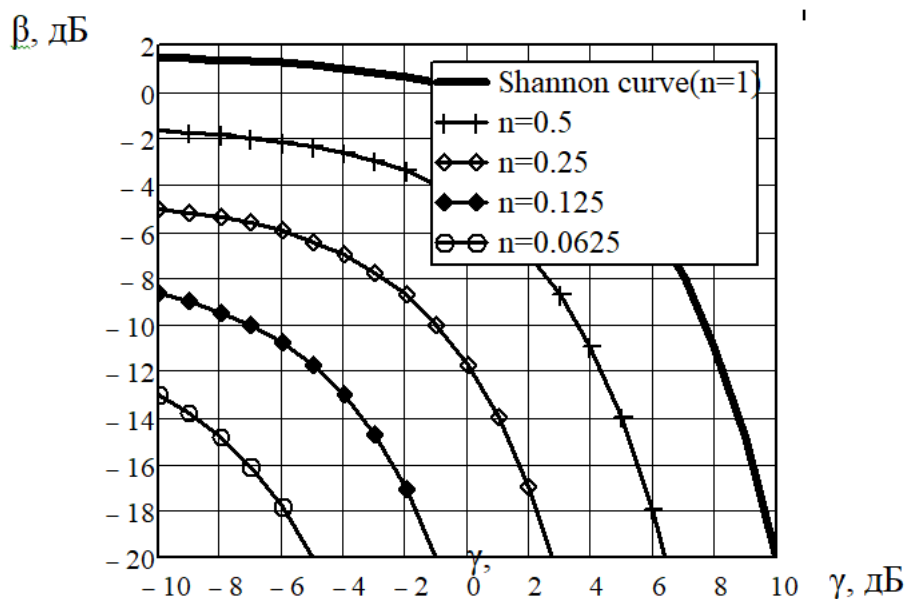


Рисунок 3.11. Границя Шеннона та еквіпотенціальні криві, які відображають сталу інформаційну ефективність

- 1) Для  $\eta = 0,3 \rightarrow \gamma = -2, \beta = -8$
- 2) Для  $\eta = 0,32 \rightarrow \gamma = -4, \beta = -5$
- 3) Для  $\eta = 0,32 \rightarrow \gamma = -4, \beta = -5$
- 4) Для  $\eta = 0,18 \rightarrow \gamma = -4, \beta = -10$

### 3.3 Висновки з розділу 3

В третьому розділі були проведені розрахунки систем UMTS та LTE на основі показників інформаційної ефективності, а саме показників частотної, енергетичної та узагальненої ефективності з використання модифікованої методи А.Г.Зюко.

Показник узагальненої інформаційної ефективності для обох систем був розрахований за допомогою значень пропускної здатності та продуктивності для певних стандартів технологій UMTS та LTE.

Показники енергетичної та частотної ефективності були визначені через границя Шеннона та еквіпотенціальні криві, які відображають сталу інформаційну ефективність.



Для системи UMTS були розраховані наступні показники узагальненої інформаційної ефективності, енергетичної та частотної ефективності:

- 1) Для  $\eta = 0,129$ ,  $\gamma = -4$ ,  $\beta = -13$
- 2) Для  $\eta = 0,05$ ,  $\gamma = -7$ ,  $\beta = -16$
- 3) Для  $\eta = 0,05$ ,  $\gamma = -7$ ,  $\beta = -16$
- 4) Для  $\eta = 0,032$ ,  $\gamma = -8$ ,  $\beta = -18$

Для системи LTE були розраховані наступні показники узагальненої інформаційної ефективності, енергетичної та частотної ефективності:

- 1) Для  $\eta = 0,3$ ,  $\gamma = -2$ ,  $\beta = -8$
- 2) Для  $\eta = 0,32$ ,  $\gamma = -4$ ,  $\beta = -5$
- 3) Для  $\eta = 0,32$ ,  $\gamma = -4$ ,  $\beta = -5$
- 4) Для  $\eta = 0,18$ ,  $\gamma = -4$ ,  $\beta = -10$

## ВИСНОВКИ

В першому розділі, головним чином, розглядалися технології з безпроводовим доступом, а саме WiMAX, UMTS, CDMA, LTE, 5G. Більш детально розглядалися технології третього та четвертого покоління так, як ці технології базові для розрахунків.

Протягом останніх п'яти років технологія LTE є, головним ньюсмейкером у світі мобільного зв'язку. Хоча при цьому враховувалися тільки ті системи та мережі, у яких клієнти мають змогу придбати собі абонентський пристрій і укласти контракт на використання послуг. З моменту появи перших стандартів на LTE в науовому середовищі розгорнулася велика дискусія між апологетами WiMAX та прихильниками цієї технології. Тільки другим вдалося досить переконливо гарно довести, що LTE має перевагу по таких ключових характеристиках, як спектральна ефективність, швидкість передачі, і середня пропускна здатність мобільного телефону, що і повинно бути при використанні нової технології. Після того як оператори мобільного зв'язку обрали LTE, про плани міграції на мережу четвертого покоління стали говорити також компанії, які спочатку орієнтувалися на WiMAX.

МСЕ сформулював вимоги до систем IMT Advanced (4G), які повинні прийти на зміну вимогам до IMT 2000, тобто мережі третього покоління. Одна з головних характеристик – є саме забезпечення пропускої здатності до 1 Гбіт/с для об'єктів з низьким ступенем мобільності (low mobility) і забезпечення пропускної здатності 100 Мбіт/с для об'єктів, що пересуваються з високою швидкістю (high mobility). До першого можна віднести, наприклад, пішохода, що рухається, до других - автомобіль. Навіть теоретична макисмальна швидкість завантаження інформації у мережі LTE при використанні схеми MIMO 4x4 (326 Мбіт/с) не відповідає цій умові.

В мережах четвертого покоління для досягнення необхідних швидкостей технології LTE Advanced передбачена можливість об'єднання до 5 несучих (частотних смуг) по 20 МГц - це максимальна смуга для LTE. Тобто, чисто теоретично оператор може використовувати смугу й 100 МГц, що може забезпечити перевищення цільової планки швидкості 1 Гбіт/с. Важливо, що агрегація

забезпечується як для сусідніх несучих, так і несучих з різних частотних ділянок, що підвищує свободу маневру оператора при використанні наявного радіоресурсу.

Варто пам'ятати і про п'ятого покоління. В наш час досить складно говорити про терміни та можливості реалізації комерційних мереж 5G, тільки за умови, що поки не введений цей стандарт, але розробники взялися за мережі нового покоління дуже швидко, і їх розробки навіть випереджають вихід нового стандарту. Якщо, розробникам мереж вдасться досягти поставленої мети, то весь світ зможе отримати стабільну, єдину, високодоступну і конвергентну мережу нового покоління, після введення якої вже довгий час не доведеться створювати і розробляти мережу нового покоління. У всякому разі представники Міжнародного союзу електрозв'язку заявляють свої надії на те, що 5G стане точкою в розвитку бездротових мереж, суттєвої переробки архітектури не буде, і нас чекає лише спокійне допрацювання мережі.

В другому розділі було описані показники ефективності телекомунікаційних систем. Починаючи з історії створення, закінчуючи модифікованою методикою розрахунку показників інформаційної, енергетичної та частотної ефективності.

Детально була описана модифікована методика оцінки ефективності систем передавання інформації, запропоновану проф. Зюко А.Г., не змінюючи її фізичної сутності, наступними новими можливостями.:

- нова система координат для відображення показників ефективності  $\{\eta; \beta; \gamma\}$  на шкалі для неперервних та дискретних систем передачі в області, обмеженій межею Шеннона;

- введення шкали узагальненої інформаційної ефективності  $\eta$  для визначення її числових значень у діапазоні  $0 < \eta \leq 1$ ;

- розширення діапазону параметрів, які мають відображатися при зміні вимог до достовірності (ймовірності помилки)  $P_{\text{ош}}$  при оцінці ефективності різних СПІ;

- доступність комплексної оцінки ефективності різних систем передачі інформації на основі трьох показників інформаційної ефективності: узагальненої  $\eta$ , частотної  $\gamma$ , енергетичної  $\beta$ , які роблять таку оцінку більш об'єктивною.

– уточнення послідовності оцінки ефективності систем передачі інформації з окремими видами модуляції (AM та PSK-M).

В третьому розділі були проведені розрахунки систем UMTS та LTE на основі показників інформаційної ефективності, а саме показників частотної, енергетичної та узагальненої ефективності з використання модифікованої методи А.Г.Зюко.

Показник узагальненої інформаційної ефективності для обох систем був розрахований за допомогою значень пропускної здатності та продуктивності для певних стандартів технологій UMTS та LTE.

Показники енергетичної та частотної ефективності були визначені через границя Шеннона та еквіпотенціальні криві, які відображають сталу інформаційну ефективність.

Для системи UMTS були розраховані наступні показники узагальненої інформаційної ефективності, енергетичної та частотної ефективності:

- 1)  $\eta = 0,129, \gamma = -4, \beta = -13$
- 2)  $\eta = 0,05, \gamma = -7, \beta = -16$
- 3)  $\eta = 0,05, \gamma = -7, \beta = -16$
- 4)  $\eta = 0,032, \gamma = -8, \beta = -18$

Для системи LTE були розраховані наступні показники узагальненої інформаційної ефективності, енергетичної та частотної ефективності:

- 1)  $\eta = 0,3, \gamma = -2, \beta = -8$
- 2)  $\eta = 0,32, \gamma = -4, \beta = -5$
- 3)  $\eta = 0,32, \gamma = -4, \beta = -5$
- 4)  $\eta = 0,18, \gamma = -4, \beta = -10$

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Зюко, А. Г. Эффективность систем передачи сообщений [Текст] / А. Г. Зюко. – Электросвязь. – 1977. – № 6. – С. 17 – 19.
2. Финк, Л. М. Теория передачи дискретных сообщений [Текст] / Л. М. Финк. – 2-е изд., перераб., и доп. – М. : Сов. радио, 1970. – 728 с. : ил. – Библиогр. в конце глав.
3. Банкет, В.Л. Эффективность систем передачи дискретных сообщений [Текст] / В. Л. Банкет. – Одесса : ОЭИС, 1982. – 74 с.
4. Уривський Л.О., Мошинська А.В., Прокопенко К.А. Модифікована методика оцінки ефективності систем передавання інформації на основі показників Зюко А.Г.
5. Уривський Л.О., Мошинська А.В., Прокопенко К.А. Співвідношення між пропускнуою здатністю та продуктивністю систем передачі на прикладі технології UMTS.
6. Захарченко М.В. Системи передавання даних. Том 1. Завадостійке кодування: Підручник.– Одеса: «Фенікс», 2009. – 448 с.
7. Барсов В.І., Краснобаєв В.А., Барсов В.А. і ін. Теорія інформації та кодування/ Під загальною редакцією В.І. Барсова: Підручник для студентів ВНЗ – Х.: УПА, 2011. – 320 с.
8. Зюко А.Г. и др. Теория электрической связи. / А.Г.Зюко, Д.Д.Кловский, В.И.Коржик, М.В.Назаров М.: Радио и Связь, 1999. – 432 с.
9. Гепко И.А. та ін. Современные беспроводные сети: состояние и перспективы развития / Гепко И.А., Олейник В.Ф., Чайка Ю.Д., Бондаренко А.В. - К.: «ЕКМО», 2009. - 672с.
10. Кларк Дж., Кейн Дж. кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи: пер. с англ. – м., радио и связь, 1987 - 382 с.
11. Спилкер. Дж. Цифровая спутниковая связь. - М.: Связь. - 1979. - 591 с
12. Дядюнов Н.Г., Сенин А.И. Ортогональные и квазиортогональные сигналы./Под ред. Е.М. Тарасенко М.: Связь, 1977. - 224с. 1. Mr. Greg Jones,

- Mr. Yoichi MAEDA, Mr. John A. Jay. Access Network Transport Standards Overview. - 2012p.
13. Ільченко М.Ю., Кравчук С.О. Сучасні телекомунікаційні системи. — К.: НВП“Видавництво“Наукова думка” НАН України”. — 328 с.: іл. Режим доступу до ресурсу: <http://ukrdoc.com.ua/text/38284/index-1.html>.
  14. Ільченко М. Ю. ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ МЕРЕЖ широкопasmового радіодоступу НА БАЗІ ТЕХНОЛОГІЇ WIMAX [Електронний ресурс] / М. Ю. Ільченко, М. М. Кайденко, С. О. Кравчук. — 2014. — Режим доступу до ресурсу: <http://ua.nauchebe.net/2014/10/osoblivosti-pobudovi-merezh-shirokosmugovogo-radiodostupu-na-bazi-tehnologi%D1%97-wimax/>.
  15. Основные характеристики LTE [Електронний ресурс] — Режим доступу до ресурсу: [http://anisimoff.org/lte/lte\\_performance.html](http://anisimoff.org/lte/lte_performance.html).
  16. Сравнительный анализ технологий мобильной связи [Електронний ресурс] // Беспроводные технологии. — 2016. — Режим доступу до ресурсу: <https://www.m.euromobile.ru/novosti/sravnitelnyj-analiz-tehnologij-mobilnoj-svyazi/>.